

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

UMA NOVA ESTRATÉGIA PARA A OTIMIZAÇÃO
DE FILTROS A CAPACITORES CHAVEADOS

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DE GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

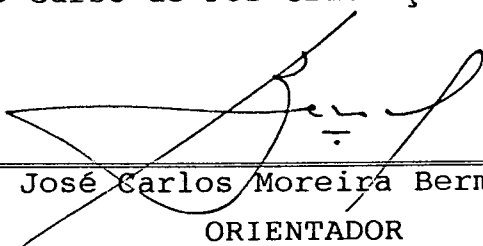
ELÓI ERNESTO LENZI

FLORIANÓPOLIS, NOVEMBRO - 1991.

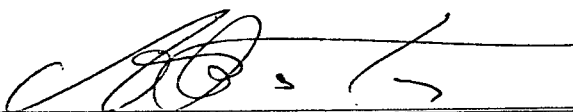
UMA NOVA ESTRATÉGIA PARA A OTIMIZAÇÃO
DE FILTROS A CAPACITORES CHAVEADOS

CANDIDATO : ELÓI ERNESTO LENZI

Esta dissertação foi julgada para obtenção de título -
MESTRE EM ENGENHARIA - Especialidade Engenharia Elétrica aprovada em
sua forma final pelo Curso de Pós-Graduação.

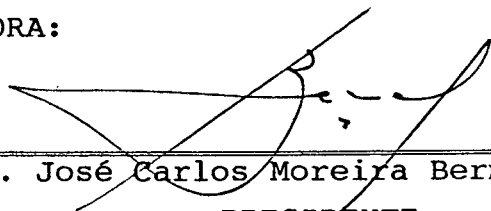


Prof. José Carlos Moreira Bermudez, Ph.D.
ORIENTADOR



Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr. D'Etat
COORDENADOR DO CURSO DE PÓS GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

BANCA EXAMINADORA:



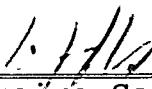
Prof. José Carlos Moreira Bermudez, Ph.D.
PRESIDENTE



Prof. Sidnei Noceti Filho, D.Sc.



Prof. Carlos Inácio Zanchin, M.Sc.



Prof. Luiz Pereira Calôba, Dr.Ing.

Aos meus pais.

A G R A D E C I M E N T O S

Ao professor José Carlos Moreira Bermudez pela valiosa ajuda prestada na orientação deste trabalho.

À CAPES pelo apoio financeiro.

A todos que colaboraram para tornar possível a realização deste trabalho.

Ao Laboratório de Instrumentação Eletrônica (LINSE), pelo espaço físico e equipamentos, com os quais foi possível o desenvolvimento deste trabalho.

S U M Á R I O

SIMBOLOGIA.....	vii
RESUMO.....	ix
ABSTRACT.....	x
 <u>CAPÍTULO 1</u> - INTRODUÇÃO - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	01
1.1 - Introdução.....	01
1.2 - Objetivos da Estratégia Proposta.....	08
1.3 - Organização desta Dissertação.....	10
 <u>CAPÍTULO 2</u> - ESTRATÉGIA DE PROJETO.....	11
2.1 - Introdução.....	11
2.2 - Descrição da Estratégia Proposta.....	12
2.3 - Conclusão.....	17
 <u>CAPÍTULO 3</u> - ETAPAS DE PROJETO.....	18
3.1 - Introdução.....	18
3.2 - Pareamento de Pólos e Zeros.....	19
3.2.1 - Pareamento Otimizado.....	20
3.2.2 - Pareamento Aproximado.....	25
3.3 - Transformação do Domínio "s" para o Domínio "z".....	26
3.4 - Ordenação das Biquadráticas na Cascata.....	26
3.5 - Distribuição do Ganho.....	28
3.6 - Escolha das Estruturas Biquadráticas.....	29
3.7 - Escalamentos.....	33
3.8 - Chaveamentos Alternativos.....	34
3.9 - Conclusão.....	37

<u>CAPÍTULO 4 - RESULTADOS</u>	38
4.1 - Introdução.....	38
4.2 - Exemplos.....	38
4.2.1 - Projeto de um Filtro Passa-Baixas Usado em Sistemas PCM.....	38
4.2.2 - Projeto de um Filtro Passa-Faixa Usado na Transmissão em Sistemas PCM.....	46
4.2.3 - Projeto de um Filtro Passa-Faixa de Faixa Estreita Usado em Detetor de Tons.....	54
4.2.4 - Projeto de um Filtro Rejeita-Faixa.....	61
4.3 - Conclusão.....	71
 <u>CAPÍTULO 5 - CONCLUSÕES</u>	 72
 <u>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</u>	 74
 <u>APÊNDICE 1 - BIBLIOTECA DE ESTRUTURAS BIQUADRÁTICAS E SUAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA</u>	 80
 <u>APÊNDICE 2 - TABELAS DE SENSIBILIDADE DOS COEFICIENTES DAS BIQUADRÁTICAS EM "s" EM RELAÇÃO AOS CAPACITORES DAS ESTRUTURAS BIQUADRÁTICAS A CAPACITORES CHAVEADOS</u>	 88
 <u>APÊNDICE 3 - EQUAÇÕES DE CONSERVAÇÃO DE CARGA PARA OS SETE TIPOS DE CHAVEAMENTOS UTILIZADOS NESTE TRABALHO</u>	 102

S I M B O L O G I A

ω_1	Limite inferior da banda de interesse de um filtro.
ω_2	Limite superior da banda de interesse de um filtro.
ω_z	Magnitude dos zeros complexos conjugados de uma função de transferência.
Q_z	Fator de qualidade dos zeros complexos conjugados de uma função de transferência.
ω_p	Magnitude dos pólos complexos conjugados de uma função de transferência.
Q_p	Fator de qualidade dos pólos complexos conjugados de uma função de transferência.
K_j	Constante de ganho de uma biquadrática de índice j.
ω_0	Frequência em que ocorre um mínimo da magnitude da resposta em frequência de um filtro.
ω_m	Frequência em que ocorre um máximo da magnitude da resposta em frequência de um filtro.
$F_{j\text{mín}}$	Mínimo da magnitude para $\omega=\omega_0$.
$F_{j\text{máx}}$	Máximo da magnitude para $\omega=\omega_m$.
n	Ordem de uma função.
Z_r	Número de zeros reais.
K	Fator ganho da função total.
a_2	Coeficiente de s^2 do numerador de uma função biquadrática no domínio s.
a_1	Coeficiente de s do numerador de uma função biquadrática no domínio s.
a_0	Termo independente do numerador de uma função biquadrática no domínio s.
S	Função sensibilidade.

V'	Nível de tensão na saída secundária de uma estrutura biquadrática.
V	Nível de tensão na saída principal de uma estrutura biquadrática.
T'	Ganho de tensão da entrada da estrutura biquadrática para saída secundária.
T	Ganho de tensão da entrada da estrutura biquadrática para saída principal.
FD	Faixa dinâmica.
CT	Capacitância total.
SB	Sensibilidade.
EMQ	Erro médio quadrático.
T	Período de amostragem.

R E S U M O

Neste trabalho é apresentada uma nova estratégia para projeto de filtros a capacitores chaveados implementados por cascata de biquadráticas.

O principal objetivo da nova estratégia proposta é a obtenção de filtros com grande aplicabilidade prática envolvendo um reduzido esforço computacional. Para isso, a estratégia global propõe uma otimização com múltiplos critérios, onde faixa dinâmica, sensibilidade, dispersão de capacitâncias e capacitância total são consideradas, ao contrário de estratégias existentes que, geralmente, consideram um único parâmetro para cada critério de otimização obtendo, muitas vezes, resultados impraticáveis com relação aos outros parâmetros. Dentro desta estratégia, a maior prioridade é dada à otimização da faixa dinâmica da rede total, fator preponderante para aplicabilidade prática do filtro projetado. A ênfase a esse parâmetro é feita visando também uma melhoria nos demais parâmetros da rede.

É mostrado, através de exemplos e comparações, que projetos realizados com a estratégia proposta levam a redes com excelentes faixas dinâmicas, baixas dispersões de capacitâncias e reduzidas variabilidades das respostas em frequência para variações nos valores dos componentes.

A B S T R A C T

This work presents a new design strategy of switched capacitor filters implemented as a cascade of biquads.

The main goal of the strategy is the realization of filters with large practical applicability. To this end, the global strategy proposes an optimization with multiple criteria, where dynamic range, sensitivity, capacitance spread and total capacitance are considered, contrary to other existing strategies which generally consider a single parameter for each optimization criteria, leading many times to impractical results with regard to the remaining parameters. In the new strategy, the main objective is the optimization of the dynamic range of the complete network, since this is a preponderant characteristic for the practical applicability of the designed filter. The special emphasis given to this parameter also tends to improve the other parameters of the network.

It is shown, through examples and comparisons, that a design realized using the proposed strategy leads to networks with excellent dynamic ranges, low capacitance spreads and reduced variabilities of the frequency responses to component value variations.

C A P Í T U L O 1

INTRODUÇÃO - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

1.1 - INTRODUÇÃO

Há vários anos a Engenharia Elétrica tem sido intensamente inovada pela tecnologia de circuitos integrados, os quais estão presentes em praticamente qualquer sistema moderno. Dentro da Engenharia Elétrica, uma área em particular que tem-se beneficiado enormemente dos avanços desta tecnologia é a área de telecomunicações. Devido à demanda natural desta área, muita pesquisa tem sido ultimamente direcionada para o projeto de sistemas integrados com aplicação específica em telecomunicações. Tais sistemas dedicados incorporam, na maioria dos casos, circuitos analógicos e digitais integrados em um mesmo "chip". Assim, tornou-se necessária a obtenção de filtros analógicos totalmente integráveis e compatíveis com a tecnologia de integração utilizada para circuitos digitais. Sob este aspecto os filtros a capacitores chaveados (SC) são bastante atrativos e largamente utilizados, por serem totalmente integráveis em tecnologia MOS [1-6,30-32].

Circuitos a capacitores chaveados (SC) foram empregados pela primeira vez em aplicações práticas no final da década de 70, visando suprir necessidades específicas na área de telefonia [7]. O sucesso destes filtros em telefonia encorajou os engenheiros a utilizá-los em processamento de voz e, mais tarde, em equipamentos de áudio como amplificadores, toca-fitas, equalizadores e sintetizadores. Atualmente, filtros SC podem ser encontrados

em receptores de rádio e de televisão, e até mesmo em equipamentos de telefonia móvel. Circuitos SC são combinados com circuitos digitais na maioria dos sistemas integrados de média e alta complexidade. Só em telefonia (ainda a área de maior demanda), os filtros SC responderam em 1988 por um mercado de cerca de US\$60 milhões por ano, apenas nos Estados Unidos da América. Outros tipos de aplicação foram responsáveis por um mercado norte-americano estimado em US\$22 milhões anuais [8].

A principal razão para o sucesso dos filtros SC foi a possibilidade de integrá-los com uma precisão inatingível por circuitos híbridos ou discretos. Esta precisão deve-se ao fato de que sua resposta é completamente determinada pela frequência do sinal de "clock", controlada por um cristal, e por razões de capacitâncias, as quais podem ser obtidas com uma precisão de até 0,1% na tecnologia MOS. Além disso, os valores das razões de capacitâncias em circuitos MOS integrados são altamente insensíveis a erros no processo de fabricação, ao envelhecimento dos componentes, e às variações de temperatura e de níveis de sinal. O fato da resposta do filtro independe dos valores absolutos dos capacitores resulta, ainda, na possibilidade de redução da área necessária para a integração do circuito SC.

Devido à sua larga aplicabilidade, muito esforço tem sido dispendido em pesquisas visando uma contínua melhoria no desempenho dos filtros SC. Atualmente, para que os requisitos impostos pelas diversas aplicações sejam satisfeitos, os projetos de filtros SC devem buscar as seguintes características:

- 1) Insensibilidade às capacitâncias parasitas inerentes ao processo de fabricação.

- 2) Baixa dispersão nas razões de capacitâncias da rede. Esta propriedade permite a utilização de maiores valores absolutos de capacitâncias para uma mesma área ocupada no circuito integrado; o que melhora a precisão do

filtro implementado por minimizar os erros nas razões de capacitâncias causados por defeitos inerentes à tecnologia.

3) Reduzida capacitância total, o que alivia os requisitos de área necessária à integração. A capacitância total está associada à dispersão das razões de capacitâncias e ao número de capacitores utilizados na estrutura.

4) Reduzida variabilidade da resposta em frequência do filtro devido às tolerâncias das razões de capacitâncias. Esta variabilidade é determinada pela sensibilidade da resposta do filtro em relação às razões de capacitâncias e pela variabilidade destas razões.

Para a síntese de filtros SC, diversos tipos de topologias podem ser empregados. Dentre todas as opções, as mais utilizadas são, certamente, aquelas obtidas através da simulação operacional de redes "ladder" LC duplamente terminadas [9,10], e aquelas construídas pela conexão em cascata de blocos de primeira e de segunda ordens. Neste trabalho, estas topologias serão referenciadas como estrutura "ladder" e estrutura em cascata, respectivamente.

As sínteses utilizando estruturas "ladder", devido à semelhança operacional das mesmas com as redes LC duplamente terminadas, tendem a gerar filtros cujas respostas têm baixa sensibilidade em relação a variações nas razões de capacitâncias. Entretanto, a utilização destas estruturas acarreta diversos problemas para o projetista. A síntese da rede "ladder" requer uma síntese de rede passiva, seguida de uma conversão para a estrutura SC. Tais procedimentos não são exatamente tarefas simples de executar, muito menos de forma otimizada. Qualquer processo iterativo de síntese implica em diversos projetos, todos partindo novamente do ponto inicial. Além disto, existem muitos problemas quanto à implementação do "layout" destas estruturas e, principalmente, quanto à sua testabilidade após a integração, uma vez que o filtro só pode ser testado como um todo. Os problemas citados trazem como consequência um tempo considerável a ser dispendido desde a concepção do

sistema até a comercialização do produto.

A utilização de estruturas em cascata permite, devido à sua modularidade, a simplificação dos problemas a serem resolvidos nas diversas etapas de projeto. Isto transforma o projeto de um sistema complexo em passos simples e modulares, onde os valores dos componentes são obtidos diretamente a partir dos coeficientes da função de transferência. A síntese de redes em cascata possibilita também o aproveitamento da larga experiência acumulada no projeto de redes de segunda ordem, além da interpretação física de várias decisões tomadas ao longo do processo de síntese. Quanto ao "layout", as estruturas em cascata apresentam uma grande vantagem em relação às estruturas "ladder". O "layout" pode ser feito extremamente regular, o que facilita sobremaneira sua automatização e a realização eficiente de circuitos semi-dedicados. Finalmente, testar um filtro integrado com estrutura modular representa uma tarefa bastante simples.

O problema da estrutura em cascata é uma sensibilidade em relação às razões de capacitâncias maior que a da estrutura "ladder". Entretanto, para redes SC, a alta precisão inerente às razões de capacitâncias reduz consideravelmente os efeitos de uma maior sensibilidade da resposta em frequência aos valores das mesmas. Este fato permite uma maior tolerância do projetista com respeito aos valores de sensibilidade aceitáveis. Sensibilidades que seriam consideradas inaceitáveis para redes ativas-RC são, muitas vezes, rotineiramente toleráveis em redes SC. Conseqüentemente, como seria de esperar, o procedimento mais simples e modular de síntese usando estruturas em cascata tem usufruído de grande popularidade no projeto de filtros SC de ordem elevada [1-6,26].

A larga utilização destas estruturas tem sido responsável pelo desenvolvimento de diversas técnicas de otimização para a síntese de filtros SC utilizando blocos de segunda ordem. Um dos parâmetros mais freqüentemente

otimizados em uma rede biquadrática SC é a capacitância total [11-15], mantendo-se as sensibilidades e a faixa dinâmica o máximo possível sob controle. Algumas estratégias de projeto têm sido propostas nas quais compromissos entre objetivos de otimização são claramente estabelecidos [15-17]. Uma das soluções propostas na literatura [15], é a utilização de estruturas com realimentação mista (positiva e negativa). A característica dessas estruturas é a possibilidade de realizar um coeficiente através da diferença de duas ou mais razões capacitivas, o que permite reduzir bastante a dispersão entre capacitâncias. O problema nessas estruturas é a sensibilidade da resposta em frequência com relação aos seus componentes, a qual aumenta proporcionalmente ao fator de qualidade dos pólos. Visto que os casos mais críticos para a dispersão de razões de capacitância ocorrem para funções biquadráticas com pólos próximos do círculo unitário, a solução proposta não é a mais indicada.

Outras estruturas propostas para reduzir a capacitância total das redes de segunda ordem levam a restrições de projeto como, por exemplo, formas de onda de saída sem o efeito "sample-and-hold", o que pode dificultar a interconexão de blocos [14]; dificuldade no escalamento de faixa dinâmica [14]; estabilidade condicional e sensibilidade a capacitâncias parasitas [18]; ou necessidade de três amplificadores operacionais para realizar funções biquadráticas [13]. Além disso, algumas estruturas biquadráticas têm sido propostas para a realização de funções específicas (filtros passa faixa, passa altas e passa baixas) [13,18,19]. Estas estruturas representam soluções específicas para casos críticos dessas funções.

Um outro tipo de solução proposta para reduzir a dispersão de razões de capacitâncias é a descrita em [20], onde é feita a síntese com uma estrutura biquadrática geral com 19 capacitores iniciais. Através de um algoritmo de otimização numérica consegue-se uma dispersão bastante reduzida

das razões de capacitâncias. Finalmente, é feita uma otimização analítica que reduz a capacitância total e o número de capacitores através da combinação de chaveamentos, mantendo a sensibilidade da rede sob controle. Este método requer o esforço computacional inerente à otimização numérica, e tende a aumentar o número de capacitores das redes biquadráticas. Tais características podem tornar o processo de síntese e, eventualmente, a implementação, bastante onerosos para a realização de sistemas com ordens superiores a seis.

O problema de otimização apresenta-se mais crítico para funções de ordem mais elevada (maior que seis), visto que o número de etapas do processo de síntese aumenta substancialmente. Assim, torna-se muito importante decidir o que otimizar dentre os diversos parâmetros importantes de uma implementação, tais como faixa dinâmica, sensibilidade, dispersão de capacitâncias e capacitância total, de forma a obter-se uma solução que seja prática em termos de sua realizabilidade. É importante também decidir em que etapa cada parâmetro deve ser otimizado, levando em consideração os efeitos das decisões tomadas em cada etapa sobre o desempenho da rede final.

Vários métodos têm sido propostos para a otimização de redes de ordem elevada. Na maioria, são propostas estratégias que concentram-se em um dado objetivo (minimização da capacitância total, por exemplo), ou em uma etapa específica do projeto, como o pareamento de pólos e zeros, ou em ambos. Em [12], um método foi proposto para reduzir a capacitância total da rede pelo pareamento de pólos e zeros da função de transferência a ser implementada. Este método, entretanto, utiliza uma estrutura fixa para as biquadráticas, a fim de poder comparar os diversos tipos de pareamentos possíveis. Isto elimina a flexibilidade da escolha da estrutura mais indicada para cada função biquadrática. Além disso, para cada pareamento pólo-zero deve-se fazer a síntese completa. Como o número possível de pareamentos aumenta sobremaneira com a ordem do filtro, a aplicação do método torna-se inviável para redes de

ordem elevada. Para reduzir este tempo de processamento, no mesmo trabalho sugere-se a realização do pareamento através de uma amostragem aleatória do conjunto de possibilidades. Obviamente, tal procedimento não oferece garantias quanto ao resultado final da síntese. O método também propõe uma distribuição de ganhos para cada função biquadrática que não otimiza a faixa dinâmica da rede total. Em [21,22], é descrita uma estratégia de projeto para cascata de biquadráticas, desde a escolha do par pólo-zero até a distribuição de ganho. A estratégia é desenvolvida para uma função no domínio s , não considerando a estrutura que será utilizada para realizar a função. Para cada etapa, o parâmetro principal a ser otimizado é a faixa dinâmica, levando assim a uma síntese final de grande caráter prático. O problema encontrado nessa estratégia é a distribuição de ganho, a qual é feita não após a escolha da ordenação das biquadráticas na cascata, mas considerando cada função biquadrática individualmente. Portanto, quando da conexão em cascata dos vários blocos ocorre uma deterioração da faixa dinâmica da rede total. Em [28] é proposta uma técnica de determinação simultânea de pareamento e de ordenação de biquadráticas, utilizando programação dinâmica. Embora a técnica proposta leve a excelentes resultados, impõe a complexidade computacional inerente às técnicas de otimização numérica.

Com respeito a estruturas, existem várias delas propostas na literatura [23,24]. Além daquelas mencionadas anteriormente, com realimentação positiva [15,16], há duas estruturas biquadráticas bastante utilizadas na prática pela sua simplicidade e realizabilidade de qualquer função de transferência estável no domínio z , as quais são descritas em [23,24]. São estruturas com reduzida complexidade (9 capacitores no máximo) e de baixa sensibilidade, estando já consagradas pela sua praticidade. Entretanto, devido ao número e à diversidade dos parâmetros a otimizar, a utilização de uma maior biblioteca de redes é aconselhável [33]. Em [25] são apresentadas 23 redes

biquadráticas insensíveis a capacitâncias parasitas, as quais realizam qualquer função de transferência estável de segunda ordem.

Pela existência de várias técnicas de otimização para cada etapa do projeto, há a necessidade de estabelecer, dentre um número quase infinito de possibilidades, uma estratégia global, definindo cada etapa do projeto de forma a considerar todos os parâmetros de uma rede SC a ser otimizada. São extremamente importantes as decisões sobre quais parâmetros devem ser otimizados e sobre as etapas do projeto em que estas otimizações devem ser realizadas. A escolha da estratégia global a ser utilizada pode significar a diferença entre um excelente projeto e um completo fracasso.

Um outro ponto importante a ser considerado na definição de uma estratégia de projeto, é sua possível implementação em um programa para Projeto Auxiliado por Computador (PAC). O grande interesse por tais programas deve-se principalmente à complexidade do projeto de filtros analógicos [34,35], onde o emprego eficiente das diversas técnicas de otimização depende fortemente da experiência do projetista. As técnicas de PAC são importantes por possibilitarem um projeto rápido, onde pode-se obter um bom desempenho do circuito resultante sem a necessidade absoluta de um projetista experiente. Um fator importante na elaboração de um programa para PAC é a utilização, sempre que possível, de métodos de otimização analíticos, o que reduz sobremaneira o tempo de processamento e evita problemas de convergência.

1.2 - OBJETIVOS DA ESTRATÉGIA PROPOSTA

Neste trabalho é proposta uma nova estratégia global para o projeto de filtros a capacitores chaveados por cascata de biquadráticas, a partir de um conjunto de especificações no domínio da frequência. A estratégia proposta é modular; em cada etapa do projeto uma otimização independente é realizada. A

interdependência entre os objetivos estabelecidos para cada etapa do projeto e seus efeitos conjuntos no desempenho da implementação final são levados em consideração na definição da estratégia global. Desta forma são facilitadas a implementação da estratégia, a eventual intervenção do projetista, e futuros aperfeiçoamentos dos métodos e critérios de otimização utilizados nas diferentes etapas do projeto.

Para a implementação dos diversos passos da estratégia proposta, é sugerida a utilização de técnicas analíticas de otimização já consagradas na literatura. Este trabalho concentra-se principalmente na escolha do critério de desempenho a ser otimizado a cada passo do projeto. Não obstante, para a avaliação da sensibilidade, é proposto um equacionamento baseado na transformação bilinear e que leva em consideração a variabilidade das razões de capacitâncias.

A estratégia global propõe uma otimização com múltiplos critérios, onde faixa dinâmica, sensibilidade, dispersão de razões de capacitâncias e capacitância total são consideradas. Dentro desta estratégia, a maior prioridade é dada à otimização da faixa dinâmica da rede total, fator preponderante para a aplicabilidade prática do filtro projetado. Nossa experiência tem mostrado que a otimização da faixa dinâmica na banda passante de um filtro tende levar a redes com reduzidos valores de dispersão nas razões de capacitâncias, capacitância total e variabilidade da resposta em frequência.

Durante o estudo e desenvolvimento da estratégia aqui proposta foi elaborado um programa para sua implementação. Este programa, denominado BIQNET, teve como principal finalidade realizar testes e validar os resultados teóricos. O programa foi desenvolvido em Pascal, é de fácil manipulação e bastante modular e flexível, possibilitando ao projetista a realização de projetos personalizados que podem ser comparados com o projeto realizado pelo

processo automático, no qual a nova estratégia é utilizada.

1.3 - ORGANIZAÇÃO DESTA DISSERTAÇÃO

No capítulo 2 a nova estratégia proposta é descrita. Os objetivos a serem alcançados, as conjecturas que levaram às soluções empregadas e o algoritmo da estratégia global de projeto são apresentados.

No capítulo 3 as técnicas de otimização sugeridas para utilização em cada etapa são detalhadamente expostas, incluindo as definições consideradas para os critérios de desempenho.

O capítulo 4 apresenta exemplos de projetos que evidenciam a eficácia da estratégia proposta.

No capítulo 5 são apresentadas as conclusões sobre o trabalho realizado, assim como sugestões para pesquisas futuras.

Ao final do trabalho, apêndices detalham desenvolvimentos matemáticos referenciados ao longo dos diversos capítulos.

CAPÍTULO 2

ESTRATÉGIA DE PROJETO

2.1 - INTRODUÇÃO

No projeto de filtros a capacitores chaveados de ordem elevada visando aplicações práticas, uma das maiores preocupações do projetista deve ser com a faixa dinâmica. Em uma implementação com faixa dinâmica insatisfatória, baixa sensibilidade ou reduzida capacitância total serão de pouca utilidade. Desta forma, a otimização da faixa dinâmica constitui-se no objetivo principal da estratégia de projeto proposta neste trabalho. Obviamente, dentre os objetivos a alcançar incluem-se valores práticos de sensibilidade, capacitância total e dispersão dos componentes, sem os quais uma excelente faixa dinâmica tornar-se-ia igualmente inútil.

Entretanto, a experiência em projeto nos permite conjecturar que uma estratégia tendo como principal objetivo a otimização da faixa dinâmica do filtro levará, na grande maioria dos casos, a resultados muito bons em termos de dispersão de componentes e, conseqüentemente, capacitância total e sensibilidade. Esta estratégia deve, no entanto, englobar todas as etapas de projeto, uma vez que já foi verificado que a otimização da faixa dinâmica em apenas uma etapa pode resultar em valores elevados de capacitância total [12,29].

A lógica na qual apoia-se esta conjectura é a de que a faixa dinâmica constitui uma medida de quão planas são as magnitudes de todas as respostas em

freqüência existentes no filtro, dentro da banda passante. Além disso, as amplitudes das variações das respostas em freqüência de redes biquadráticas afetam fortemente a dispersão entre os valores de capacitâncias da rede.

Portanto, a maximização da faixa dinâmica tenderá a aproximar da unidade as razões de capacitâncias responsáveis pela realização da resposta em freqüência desejada, minimizando a dispersão de capacitâncias. Esta minimização de dispersão, por sua vez, contribuirá para a minimização da variabilidade da resposta em freqüência do filtro para uma dada topologia de rede biquadrática. Isto porque esta variabilidade é função dos produtos das sensibilidades da função de rede pelas variabilidades das razões de capacitâncias correspondentes; estas últimas proporcionais à raiz quadrada da dispersão dos capacitores que as compõe. Esta observação, associada à escolha cuidadosa de uma biblioteca de redes com baixa sensibilidade, tende a gerar realizações bastante precisas. Além disso, como o número de capacitores utilizado na maioria das estruturas biquadráticas não varia substancialmente, a redução da dispersão tende a coincidir com a redução da capacitância total.

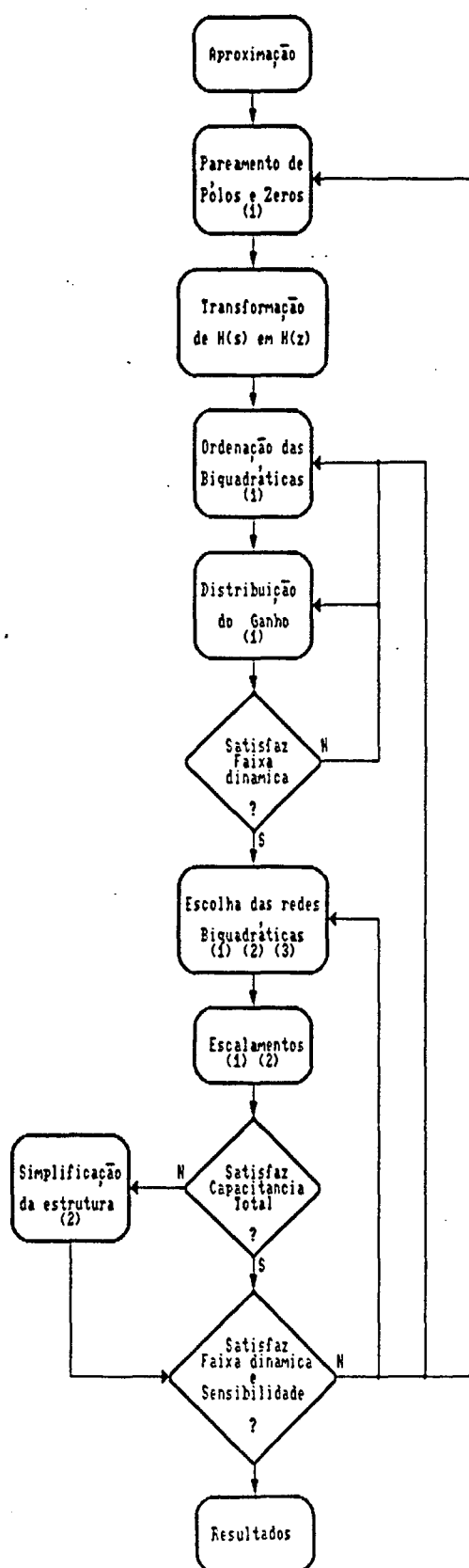
Obviamente, como uma estratégia, o procedimento proposto não garante que o projeto final seja o ótimo global, mas apenas um ótimo local. Entretanto, uma vez que o ótimo global só poderia ser obtido após a verificação de todos os projetos possíveis, uma tarefa impossível mesmo para redes de ordem relativamente baixa, uma estratégia que leve a resultados muito bons na maioria dos casos torna-se extremamente útil ao projetista de filtros.

2.2 - DESCRIÇÃO DA ESTRATÉGIA PROPOSTA

Devido à existência de diversas etapas na síntese de filtros SC, a qualidade da realização final depende fortemente de uma escolha criteriosa das técnicas de otimização a serem empregadas durante o projeto. Neste trabalho,

todos os métodos empregados são analíticos, o que reduz sobremaneira o tempo de processamento e evita problemas de convergência.

O fluxograma da estratégia proposta é apresentado na Figura 2.1, onde são evidenciados os parâmetros otimizados em cada etapa de projeto. A seguir é feita uma breve descrição do algoritmo de projeto. No próximo capítulo, cada etapa da estratégia será descrita de forma detalhada.



Legenda : (1) Otimização da faixa dinâmica
 (2) Otimização da capacitância total
 (3) Otimização da sensibilidade

FIGURA 2.1 - Fluxograma da estratégia proposta

Com as especificações em frequência do filtro desejado, são obtidos os coeficientes de uma função de transferência no domínio s , $H(s)$. Para isto, normalmente utiliza-se funções de aproximação Butterworth, Chebyshev ou Elíptica. A etapa seguinte consiste do pareamento dos pólos e zeros de $H(s)$ para obter-se as diversas funções biquadráticas. Nesta etapa busca-se a maximização da faixa dinâmica do filtro. A estratégia dispõe de duas opções de processos automáticos. Na primeira opção são testadas todas as possíveis combinações entre pólos e zeros, sendo escolhida a que leva a funções biquadráticas com respostas mais planas dentro de uma banda de interesse $\omega_1 < \omega < \omega_2$ [21,22]. Este método, dependendo da ordem da função, pode requerer um tempo computacional excessivo. Na segunda opção [28], o pareamento é determinado combinando os pólos com os zeros mais próximos de forma seqüencial, iniciando com o pólo de mais alto Q e terminando com o de mais baixo Q . Isso tende a gerar um sistema com excelente faixa dinâmica, uma vez que a proximidade do pólo e do zero de uma biquadrática provoca um certo cancelamento local de efeitos sobre a magnitude da resposta em frequência, resultando em uma magnitude mais plana na banda passante.

Depois de formadas as biquadráticas no domínio s é feita a passagem para o domínio z através de alguma transformação matemática. Dentre as transformações existentes, a mais recomendada, por manter as características de faixa dinâmica obtidas, é a transformação bilinear.

Como as várias biquadráticas são independentes entre si, a ordem em que as mesmas serão implementadas na cascata não terá qualquer efeito na sensibilidade da rede total. Desta forma, a definição da ordenação das funções de segunda e primeira ordens que serão implementadas na cascata é feita objetivando também a otimização da faixa dinâmica. O procedimento utilizado nesta etapa [22], consiste em escolher a ordenação que apresente todas as funções de transferência da entrada da rede para as saídas das diversas

biquadráticas o mais planas possível, dentro da banda de interesse $\omega_1 < \omega < \omega_2$.

O próximo passo na estratégia é a distribuição do ganho. A rede total tem um ganho especificado, o qual será distribuído entre as biquadráticas. Pela estratégia de projeto proposta, o ganho é distribuído também de forma a maximizar a faixa dinâmica da rede. Isto é obtido igualando todos os níveis máximos das magnitudes de cada resposta em frequência interna da rede ao nível máximo correspondente à resposta da rede total [27]. Depois de definida a ordenação das biquadráticas, é escolhido o tipo de estrutura a capacitores chaveados para cada bloco da cascata. Para funções de primeira ordem, duas redes básicas, uma passa-altas e outra passa-baixas, são pré-definidas. No caso de blocos de segunda ordem, foi estabelecida uma biblioteca de onze estruturas [25]. A escolha das estruturas, para cada função biquadrática, é então feita por um processo de otimização, no qual o projetista define uma ordem de prioridades entre faixa dinâmica, sensibilidade e capacitância total. Após a definição da estrutura do filtro, são feitos os escalamentos de faixa dinâmica e de impedância, utilizando os procedimentos clássicos [23,24].

Numa etapa final, é verificada a possibilidade de redução da capacitância total e da dispersão de capacitâncias através da utilização de chaveamentos alternativos [20]. Dependendo dos valores das capacitâncias do filtro sintetizado, conjuntos de dois capacitores chaveados podem ser substituídos por um único chaveamento equivalente, sem alterar as equações de conservação de cargas e, conseqüentemente, a resposta em frequência do filtro. Durante este processo, as sensibilidades da resposta do filtro são mantidas sob controle [20].

2.3 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada a nova estratégia para a síntese de redes SC de ordem elevada. Esta estratégia está baseada na conjectura de que a otimização da faixa dinâmica da implementação, considerando todas as etapas de síntese, levará a redes com reduzidas capacitância total e dispersão de capacitâncias. Em seguida foi feita uma descrição do algoritmo de síntese proposta, com ênfase na sequência de etapas e na filosofia de otimização empregada em cada uma destas etapas. No próximo capítulo será apresentada uma descrição detalhada das técnicas empregadas em cada passo do algoritmo proposto.

CAPÍTULO 3

ETAPAS DE PROJETO

3.1 - INTRODUÇÃO

Nesse capítulo serão descritas, em detalhes, todas as etapas do processo de otimização, desde o estabelecimento da função a ser realizada até a obtenção da rede final a ser implementada por blocos de segunda e primeira ordens (caso da existência de um pólo real), a capacitores chaveados. Na descrição de cada passo será explicitado o que está-se priorizando na otimização.

As etapas de projeto que serão descritas abaixo, como o pareamento de pólos e zeros, a distribuição do ganho e o estabelecimento da ordem das redes na cascata, são processos dependentes entre si. Assim, obter a rede ótima em relação a um único determinado parâmetro (ex: faixa dinâmica), resultaria em um tempo computacional excessivo, além de não garantir, em geral, um bom desempenho global do circuito. O método proposto neste trabalho considera os diversos objetivos isoladamente e estabelece uma estratégia de otimização seqüencial dos mesmos, de forma a obter resultados que se aproximem do desempenho ótimo, com um reduzido tempo de processamento.

3.2 - PAREAMENTO DE PÓLOS E ZEROS

Após a etapa de aproximação, no domínio s , segue-se a etapa da escolha das singularidades que irão compor cada função biquadrática da cascata. Muito embora a função da rede a ser implementada seja uma função no domínio z , o pareamento de pólos e zeros é efetuado em s , antes da transformação de variáveis. Esta decisão deve-se ao fato de que as transformações de s para z mais utilizadas na prática representam mapeamentos não lineares do eixo de frequências. Isto dificulta sobremaneira a eventual utilização de diferentes frequências de amostragem para os diferentes blocos. Como as referidas transformações também tendem a preservar as amplitudes da magnitude da resposta em frequência, optou-se pelo tratamento matemático mais simples proporcionado pelos cálculos do pareamento no domínio s .

Na estratégia proposta, o critério escolhido para obter-se o pareamento é a otimização da faixa dinâmica, de forma a obter biquadráticas com respostas em frequência mais planas dentro da banda de interesse $\omega_1 < \omega < \omega_2$. Consegue-se assim uma distribuição de ganho mais uniforme entre as biquadráticas e, conseqüentemente, uma dispersão menor de capacitâncias.

Devido à existência de diversas definições, muitas vezes conflitantes, da faixa dinâmica de um circuito, é importante estabelecer claramente a definição empregada neste trabalho. Devido à faixa linear limitada dos amplificadores operacionais utilizados em todas as redes a capacitores chaveados, há uma máxima amplitude do sinal de entrada $V_{in,máx}$, a qual pode ser aplicada sem gerar uma excessiva distorção nas saídas dos vários amplificadores. Geralmente $V_{in,máx}$ é limitado pela saturação dos amplificadores operacionais. Se a tensão de alimentação é $\pm V_{cc}$, então uma estimativa otimista é $V_{in,máx} \cong V_{cc}/G$, onde G é o ganho máximo da rede. Devido a sinais espúrios (ruído, "clock feedthrough", etc) há também um sinal de

entrada mínimo $V_{in,mín}$, o qual não deve ser mascarado pelo ruído gerado no sistema. Usualmente $V_{in,mín}$ é da mesma ordem de grandeza do ruído do amplificador operacional referido a sua entrada. A faixa dinâmica da rede a capacitores chaveados é então definida [27], em dB, como:

$$FD = 20 \times \text{Log} \left\{ \frac{V_{in,máx}}{V_{in,mín}} \right\} \quad (\text{dB}) \quad (3.1)$$

Na estratégia proposta, dois métodos podem ser empregados na escolha dos pares de pólos e zeros. Um método que determina o pareamento otimizado e que, dependendo da ordem da função, pode requerer um tempo computacional excessivo. O segundo método determina o pareamento por inspeção. Conseqüentemente, trata-se de um método rápido e, para uma grande quantidade de funções, coincide com o pareamento ótimo ou aproxima-se bastante do mesmo.

A seguir são apresentadas breves descrições dos dois métodos em questão.

3.2.1 - PAREAMENTO OTIMIZADO

Neste método são testadas todas as possíveis combinações entre zeros e pólos [21,22], sendo escolhidos os pares que levam a uma melhor faixa dinâmica da rede total.

Considerando uma função de segunda ordem geral:

$$T_J(s) = K_J \frac{s^2 + (\omega_z/Q_z)s + \omega_z^2}{s^2 + (\omega_p/Q_p)s + \omega_p^2} \quad (3.2)$$

e normalizando em relação a K_J , tem-se:

$$F_J(\omega) = \left| \frac{T_J(j\omega)}{K_J} \right| = \frac{(\omega_z^2 - \omega^2)^2 + (\omega_z/Q_z)^2 \omega^2}{(\omega_p^2 - \omega^2)^2 + (\omega_p/Q_p)^2 \omega^2} \quad (3.3)$$

derivando $F_J(\omega)$ em relação a ω e igualando a zero, obtém-se a seguinte expressão:

$$\left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 = \frac{c^4 - 1 + \left[(c^4 - 1)^2 - c^2 \left\{ 2(c^2 - 1) + \frac{1}{Q_z^2} - \frac{c^2}{Q_p^2} \right\} \left\{ 2(c^2 - 1) + \frac{1}{Q_p^2} - \frac{c^2}{Q_z^2} \right\} \right]^{1/2}}{2(c^2 - 1) + \frac{1}{Q_p^2} - \frac{c^2}{Q_z^2}} \quad (3.4)$$

onde $c = \omega_z / \omega_p$. Da Equação (3.4) obtém-se duas frequências, ω_0 e ω_m , as quais substituídas em $F_J(\omega)$ levam a $F_{j\min}$ e $F_{j\max}$, respectivamente.

Para o cálculo de $F_{j\min}$, ω_0 é determinado dentro de uma faixa de frequências de interesse $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$, já que, em geral, fora da banda passante valores reduzidos de $F_J(\omega)$ não representam problema. Para o cálculo de $F_{j\max}$, entretanto, a busca de ω_m é feita em toda a faixa de frequências $0 < \omega < \infty$, visto que a ocorrência de sinais com componentes de frequências fora da banda $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$ pode levar à saturação de um estágio seguinte, caso exista algum pico de ganho ($F_{j\max}$) que possa ocorrer fora desta banda.

Para otimizar-se a faixa dinâmica da cascata de redes de segunda ordem, de acordo com a definição da Equação (3.1), a função ganho na forma da Equação (3.3) deve ficar o mais plana possível para uma dada banda de interesse $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$, ou seja, a razão $F_{j\max}/F_{j\min}$ deve ser o mais próximo possível da unidade. Expressando logarithmicamente,

$$D_J = \text{Log} \left\{ \frac{F_{j\max}}{F_{j\min}} \right\} \quad (3.5)$$

deve ser tão mais próxima de zero quanto possível.

Após a definição da figura de mérito a ser utilizada na escolha

do pareamento ótimo, define-se três classes diferentes de função conforme os tipos dos pólos e dos zeros.

i) Funções com pólos e zeros complexos

Este tipo de função é o mais simples, onde tem-se para cada par de pólos complexos conjugados um par de zeros complexos conjugados. Neste caso tem-se, para uma função de ordem " n ", $(n/2)!$ possíveis combinações distintas entre pólos e zeros.

Inicialmente obtém-se, para cada combinação pólo-zero e de acordo com o procedimento descrito anteriormente, o fator D_j correspondente (equações 3.3, 3.4 e 3.5). Em seguida, monta-se uma tabela com todos os D_j 's assim obtidos, conforme exemplificado na Figura 3.1.

O objetivo do pareamento é obter funções de segunda ordem com magnitudes tão planas quanto possível dentro da banda de interesse. A escolha de cada par pólo-zero é feita em duas etapas consecutivas. Primeiramente determina-se, para cada pólo, o mínimo valor de D_j . Toma-se então a combinação pólo-zero correspondente ao máximo valor, dentre todos estes mínimos, para formar a primeira biquadrática. Este procedimento minimiza o valor máximo da magnitude da resposta em frequência da rede total. O mesmo procedimento torna a ser repetido até que todos os pólos e zeros tenham sido combinados.

Para um melhor entendimento considere um exemplo para $n=6$, conforme a Tabela 3.1. Os diversos D_j 's são também agrupados em um gráfico conforme os seus valores, para maior clareza (Figura 3.1).

	Z1	Z2	Z3
P1	d11	d12	d13
P2	d21	d22	d23
P3	d31	d32	d33

TABELA 3.1 - Tabela de distribuição dos D_j 's para $n=6$

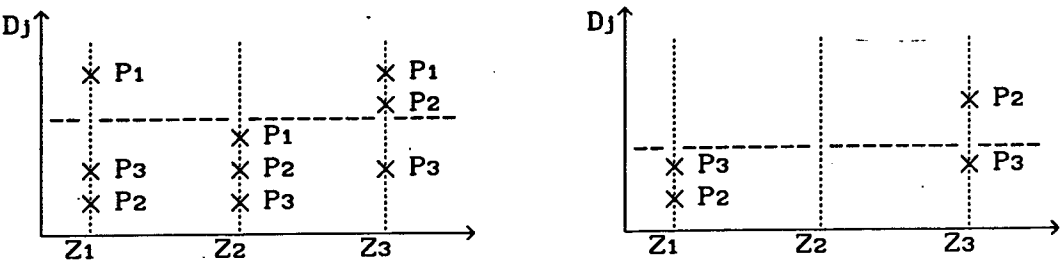


FIGURA 3.1 - Gráficos de distribuição dos D_j 's para $n=6$

Na Figura 3.1 a primeira combinação escolhida é (P_1Z_2) , porque representa o mínimo D_j para o pólo P_1 e o máximo entre os três mínimos. Com essa combinação escolhida a linha tracejada de referência é abaixada e a coluna correspondente a Z_2 eliminada. A próxima combinação é então (P_3Z_3) . Por último são combinados P_2 e Z_1 . Com isso, obtém-se um pareamento de pólos e zeros que resulta em biquadráticas com respostas em frequência tão planas quanto possível dentro da banda de interesse, o que tende a melhorar a faixa dinâmica da rede.

ii) Funções com pólos complexos e zeros complexos e reais

Neste caso tem-se, para uma função de ordem " n ", n pólos complexos e Z_r zeros no eixo real, onde Z_r é par (todos os zeros, incluindo aqueles em $\omega=\infty$, são considerados), e $n-Z_r$ zeros complexos. Para fazer-se a combinação entre esses pólos e zeros é necessário combinar primeiro os Z_r zeros reais em pares, para então combiná-los com os pólos complexos conjugados.

Para Z_r zeros reais tem-se α_0 combinações possíveis, onde

$$\alpha_0 = (Z_r-1)(Z_r-3)(Z_r-5)\dots \quad (3.6)$$

Feitas todas as combinações, trata-se os pares de zeros reais como zeros complexos conjugados. Calcula-se o valor de D_j para cada combinação com os pólos e monta-se uma tabela com os valores de D_j 's, como a Tabela 3.1. Para cada uma dessas combinações entre os zeros reais tem-se um gráfico como o da Figura 3.1. Para cada gráfico adota-se o mesmo procedimento descrito anteriormente. Para determinar as combinações entre pólos e zeros, escolhe-se, entre os α_0 gráficos, aquele que tiver o menor D_j de referência. O pareamento será então feito da mesma maneira que o anterior.

iii) Funções com pólos e zeros complexos e reais

Na quase totalidade dos casos práticos tem-se, no máximo, um pólo no eixo real negativo. Assim, para uma função de ordem " n ", onde n é ímpar, tem-se $n-1$ pólos complexos, Z_r zeros reais (Z_r é ímpar) e $n-Z_r$ zeros complexos.

Nesse caso combina-se os Z_r zeros reais entre si para depois tratar os pares de zeros como se fossem zeros complexos conjugados. Nesse caso sempre sobra um zero real, o qual será combinado com o pólo real, formando assim uma função de primeira ordem.

Para (Z_r-1) zeros reais tem-se α_1 combinações possíveis, onde

$$\alpha_1 = (Z_r-2)(Z_r-4)(Z_r-6)\dots \quad (3.7)$$

Assim, tem-se $\alpha_1 Z_r$ possíveis gráficos como o da Figura 3.1. Em

seguida, adota-se o mesmo procedimento que no caso anterior para escolher qual gráfico será utilizado para fazer o pareamento entre pólos e zeros. Finalmente, haverá uma combinação entre um pólo e um zero reais, a qual resultará em uma função de primeira ordem.

3.2.2 - PAREAMENTO APROXIMADO

Quando o número de combinações existentes torna-se excessivamente elevado, a aplicação do método de pareamento descrito anteriormente pode tornar-se indesejável ou até mesmo inviável.

Nestes casos a única solução é utilizar alguma heurística que permita, através de hipóteses razoáveis, uma determinação eficiente de um sub-ótimo aceitável.

Uma técnica que tem apresentado excelentes resultados, levando freqüentemente à obtenção do mesmo pareamento gerado pelo método apresentado anteriormente, é fazer o pareamento entre os pólos e zeros complexos que estão mais próximos entre si [28]. Isso tende a gerar um sistema com excelente faixa dinâmica, uma vez que a proximidade do pólo e do zero de uma biquadrática provoca um certo cancelamento local de efeitos sobre a magnitude da resposta daquele bloco, o que resultará em uma biquadrática com uma banda mais plana. É um método mais rápido que o anterior porque não requer a verificação de todas as combinações possíveis. Os zeros reais são combinados entre si e depois é escolhida a melhor combinação com os pólos complexos restantes da mesma forma que no método exposto na seção anterior.

Como os pólos de alto Q_p afetam mais fortemente a magnitude da resposta em freqüência, deve-se utilizar os pólos em ordem decrescente de Q_p , combinando-os com os zeros complexos mais próximos. O cálculo da distância entre zeros e pólos complexos é feito da seguinte forma:

$$D = \{ [Re(pólo) - Re(zero)]^2 + [Im(pólo) - Im(zero)]^2 \}^{1/2} \quad (3.8)$$

Utilizando-se a Expressão (3.8) determina-se o zero complexo mais próximo para o primeiro pólo (de maior Q_p), formando a primeira biquadrática. A seguir, procede-se da mesma forma até o último zero complexo. Havendo zeros reais, estes serão combinados como citado anteriormente com os pólos complexos que ainda não foram combinados, reduzindo assim o número de combinações possíveis com os zeros reais.

3.3 - TRANSFORMAÇÃO DO DOMÍNIO "s" PARA O DOMÍNIO "z"

Depois de formadas as biquadráticas pelo processo descrito anteriormente, determina-se a função de transferência do sistema no domínio z através de alguma transformação matemática. Neste trabalho foi considerada a transformação bilinear, por ser a mais usada em aplicações práticas e porque preserva as características de magnitudes relativas, obtidas no pareamento. Quanto à pré-distorção da resposta em frequência, utilizada para compensar a não linearidade em ω da transformação, pode ser efetuada sobre as especificações iniciais ou em cada uma das biquadráticas obtidas após o pareamento. Neste último caso a correção é feita de forma a garantir as duas frequências limites da banda passante do filtro (ω_1 e ω_2).

3.4 - ORDENAÇÃO DAS BIQUADRÁTICAS NA CASCATA

Após a decomposição da função total em funções de segunda e primeira ordens, passa-se à etapa de definição da ordenação das mesmas na cascata. De acordo com a estratégia proposta neste trabalho, a ordenação das biquadráticas

será feita visando à otimização da faixa dinâmica do sistema.

O procedimento utilizado nesta etapa [21,22] consiste em escolher a ordenação que apresente todas as funções de transferência da entrada da rede para a saída de cada biquadrática o mais planas possível, dentro da banda de interesse $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$. Para maior simplicidade de notação consideraremos funções de transferência de ordem par (n par). A inclusão de uma eventual função de primeira ordem será discutida ao final deste item.

Para uma função de ordem " n " tem-se $n/2$ estágios. Considerando um espectro constante na entrada da rede, ou seja $|V_i(j\omega)| = \text{cte}$ em $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$, a máxima tensão que ocorre na saída do k -ésimo estágio será denominada $V_{k\text{máx}}$, e a mínima $V_{k\text{mín}}$. Supondo que todos os amplificadores tenham a mesma capacidade em termos de excursão de sinal, para prevenir a saturação em cada um deles e ao mesmo tempo maximizar a faixa dinâmica da rede, a máxima razão $V_{k\text{máx}}/V_{k\text{mín}}$ deve ser o mais próxima possível da unidade. Assim, para $|V_i(j\omega)| = \text{cte}$, considere-se as razões D_k , $k=1, \dots, n/2$, definidas como:

$$D_k = \text{Log} \left\{ \frac{V_{k\text{máx}}}{V_{k\text{mín}}} \right\} \quad (3.9)$$

O procedimento consiste em escolher-se uma ordenação inicial e calcular os valores de D_k para cada estágio, designando o máximo entre eles como $D_{\text{máx}}$. Analisando-se todas as $(n/2)!$ possíveis ordenações, aquela que apresentar o menor $D_{\text{máx}}$ será a ordenação ótima.

Nesse processo a escolha de uma boa ordenação inicial afeta sobremaneira o tempo de processamento. Através de vários testes verificou-se que a seqüência com Q 's crescentes, da entrada para a saída, é geralmente a que leva a melhores resultados. Por esse fato toma-se essa seqüência como sendo a inicial. Um outro fator importante para a redução do tempo de processamento, é o abandono de uma dada ordenação ótima até então. Se o máximo

D_k de uma ordenação resultar menor que o $D_{máx}$, toma-se este como sendo o novo $D_{máx}$ e a nova ordenação como ótima. Prossegue-se assim até ter-se analisado todas as $(n/2)!$ combinações.

Uma eventual função de primeira ordem não foi considerada no procedimento descrito acima. Caso realize uma função passa-baixas, ela é colocada no início da cascata para atenuar componentes de altas frequências do sinal de entrada. Este procedimento tende a facilitar o projeto do filtro contínuo de anti-recobrimento e alivia os requisitos de resposta em frequência, ruído e "slew-rate" dos amplificadores. Caso seja uma função passa-altas, a mesma é colocada no final da cascata para reduzir os efeitos do "ripple" das fontes de alimentação e a tensão de "offset" na saída.

3.5 - DISTRIBUIÇÃO DO GANHO

Depois da ordenação das funções de segunda e primeira ordens, o próximo passo é a determinação das constantes de ganho K_j para cada função de forma que

$$\prod_{j=1}^{n/2} K_j = K \quad (3.10)$$

onde K é o fator ganho da função total.

Existem infinitas possibilidades de distribuição desse ganho entre as diversas funções. Mais uma vez de acordo com a estratégia de projeto proposta, esta distribuição é feita de forma a maximizar a faixa dinâmica.

A maximização da faixa dinâmica da rede é obtida calculando-se a constante K_j para cada biquadrática e função de primeira ordem de forma que o módulo máximo da magnitude da função de transferência da entrada da rede para cada saída dos $n/2$ estágios, seja igual ao módulo máximo da magnitude da

função de transferência da rede total, considerada a constante de ganho K [27]. Assim iguala-se todos os níveis máximos das magnitudes de cada função interna da rede ao nível máximo correspondente à função da rede total. É importante notar que o procedimento deve ser executado da primeira biquadrática para a última, pelo fato de que as constantes K_j das biquadráticas anteriores afetam as magnitudes das funções de transferência das biquadráticas seguintes.

Um outro método de distribuição de ganhos, apresentado em [22], também foi analisado. Esse método considera cada biquadrática isoladamente para distribuir o ganho, calculando-se cada constante K_j de forma que os níveis médios dos módulos das respostas em frequência de cada biquadrática sejam iguais. Entretanto, por não levar em consideração as interações entre os ganhos das diferentes biquadráticas, tal técnica nem sempre leva a um bom resultado em termos de faixa dinâmica.

3.6 - ESCOLHA DAS ESTRUTURAS BIQUADRÁTICAS

Nesta etapa é escolhido o tipo de estrutura a capacitores chaveados para cada função de segunda ordem. Para funções de primeira ordem, dada sua simplicidade, duas estruturas são pré-definidas, uma passa-altas e outra passa-baixas.

No caso de blocos de segunda ordem, a escolha é feita entre onze estruturas biquadráticas a capacitores chaveados (ver Apêndice 1), as quais foram selecionadas de [25], verificando características de escalamento de impedância, escalamento de faixa dinâmica, capacitância total e sensibilidade.

A escolha, dentre essas onze estruturas, para cada biquadrática é feita através de um processo de eliminação, no qual é estabelecida pelo projetista uma ordem de prioridades entre faixa dinâmica, sensibilidade e

capacitância total. A seguir serão descritos os procedimentos propostos para consideração de cada parâmetro na obtenção de uma rede otimizada para uma determinada ordem de prioridades.

a) Faixa dinâmica : Uma vez que as respostas de cada biquadrática já foram fixadas nas etapas anteriores de projeto, para a escolha da estrutura utiliza-se a saída secundária de cada rede (saída do amplificador operacional interno) para determinar aquelas que levem a uma melhor faixa dinâmica global.

Inicialmente procede-se, para uma dada função biquadrática, à síntese das onze estruturas. Esta síntese deve incluir a otimização da faixa dinâmica de cada biquadrática em questão. Em seguida, considera-se apenas a saída secundária de cada estrutura, verificando-se qual das biquadráticas apresenta a magnitude da resposta em frequência da sua entrada para a sua saída secundária mais plana, dentro da banda $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$. A utilização desta estrutura tenderá a levar a uma melhor faixa dinâmica na rede total. Após a análise de todas as redes, seleciona-se o grupo de estruturas que estiver dentro de uma tolerância, estabelecida pelo projetista, em relação à máxima faixa dinâmica encontrada. Nos exemplos realizados, foi usada uma tolerância de 5%.

b) Sensibilidade : No estabelecimento de uma figura de mérito para comparar as sensibilidades de diversas redes procurou-se conjugar simplicidade de cálculo, de forma a evitar um excessivo esforço computacional, e eficácia na previsão das variabilidades das respostas em frequência obtidas em uma simulação Monte Carlo a partir das variabilidades dos diversos componentes.

Desta forma, a figura de mérito proposta neste trabalho evita as soluções numéricas para minimizar o esforço computacional. Por outro lado, evita-se também a solução simplista do cálculo das sensibilidades dos pólos apenas, uma vez que a figura de mérito desejada deve ser útil para qualquer tipo de resposta em frequência. Optou-se então pelo estabelecimento de uma

figura de mérito no domínio s , de forma a facilitar uma interpretação física e aproveitar resultados já bem estabelecidos. Obviamente, tal decisão implica na fixação de uma transformação de variáveis, no caso a transformação bilinear. Entretanto, por tratar-se decididamente da transformação mais empregada na prática, tal particularização tende a satisfazer à imensa maioria das aplicações de filtros a capacitores chaveados.

O efeito dos pólos é determinado pelas sensibilidades de ω_p (magnitude do pólo) e de Q_p (fator de qualidade do pólo) em relação às razões de capacitâncias da rede [25]. A figura de mérito correspondente foi estabelecida como:

$$S^{\text{den}} = 9 \left[\sum_x \{ (S_x^{Q_p})^2 + 2 \cdot Q_p (S_x^{\omega_p})^2 \} \right]^{1/2} \quad (3.12)$$

onde x representa todos os capacitores cujos valores afetem os coeficientes do denominador da função de transferência da estrutura biquadrática em questão. O fator multiplicativo $2Q_p$ foi incluído para que o efeito da variação de ω_p seja adequadamente considerado para pólos de alto Q_p [24].

O efeito dos zeros é considerado calculando-se a sensibilidade dos coeficientes a_2, a_1 e a_0 da função transformada para o domínio s , em relação aos capacitores da rede. Assim, obtém-se a seguinte figura de mérito:

$$S^{\text{num}} = \left[\sum_x \{ (S_x^{a_2})^2 + (S_x^{a_1})^2 + (S_x^{a_0})^2 \} \right]^{1/2} \quad (3.13)$$

onde x representa todos os capacitores cujos valores afetem os coeficientes do numerador da função de transferência da estrutura biquadrática em questão.

Um outro fator importante a ser considerado na composição de uma figura de mérito que retrate as reais características da rede é a máxima dispersão de capacitâncias de uma dada estrutura. Isto porque a variabilidade

da resposta em frequência é função dos produtos das sensibilidades dos parâmetros da função de rede pelas variabilidades das razões de capacitâncias correspondentes. Como estas últimas são proporcionais à raiz quadrada da dispersão dos capacitores [27], uma boa figura de mérito para a comparação das estruturas é dada por:

$$S^{tot} = \left[S^{den} + S^{num} \right] \times \sqrt{\text{máx. dispersão}} \quad (3.14)$$

Utilizando-se esta definição, determina-se o grupo de estruturas que estiver dentro de uma tolerância percentual, estabelecida pelo projetista, relativa à da menor sensibilidade encontrada. Nos exemplos realizados foi usada uma tolerância de 5%. Todas as expressões de sensibilidade necessárias à implementação da análise proposta encontram-se no Apêndice 2.

c) Capacitância total : A determinação da capacitância total advém da simples síntese das estruturas. Para cada rede calcula-se os valores dos capacitores, considerando a constante de ganho K_j determinada anteriormente. Faz-se então os escalamentos de impedância e de faixa dinâmica [23,24] e obtém-se a capacitância total de cada biquadrática. Em seguida, seleciona-se o grupo de estruturas que estiver dentro de uma tolerância percentual, estabelecida pelo projetista, em relação à menor capacitância total encontrada. Nos exemplos realizados foi usada uma tolerância de 10%.

Feita a escolha da ordem de prioridades desejada para a otimização, analisa-se o primeiro parâmetro para as onze estruturas, eliminando-se as que ficarem fora da tolerância estabelecida para aquele parâmetro. Na análise do segundo parâmetro escolhido, apenas as estruturas selecionadas na primeira etapa são consideradas. O processo prossegue assim até o último parâmetro, chegando ao final com uma estrutura ou um grupo de estruturas, as quais satisfazem os critérios estabelecidos. Este procedimento é repetido para cada

função biquadrática da cascata.

3.7 - ESCALAMENTOS

Após a escolha das estruturas para cada biquadrática, são realizados os escalamentos de faixa dinâmica e de impedância [23,24]. Inicialmente, é feito o escalamento interno da faixa dinâmica de cada biquadrática, ajustando os níveis de tensão entre as duas saídas V e V' mostradas na Figura 3.2. Este procedimento evita sobrecarregar um operacional e penalizar a razão sinal/ruído, melhorando a faixa dinâmica [27].

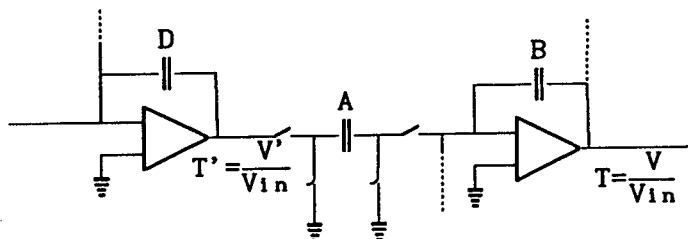


FIGURA 3.2 - Estrutura básica de uma biquadrática

Para ajustar o nível de tensão V' , isto é o ganho T' do circuito da Figura 3.2, sem afetar T , somente os capacitores conectados à saída do respectivo amplificador operacional (no caso A e D) necessitam ser escalados, ou seja para modificar a constante de ganho associada a V' de forma que:

$$T' = \mu T' \quad (3.15)$$

os capacitores A e D, devem ser escalados para:

$$A = \frac{A}{\mu} ; \quad D = \frac{D}{\mu} \quad (3.16)$$

Deste modo pode-se igualar os picos das magnitudes das respostas em frequência

referentes às duas saídas sem alterar as propriedades da saída principal.

Outro escalamento a ser feito é o das impedâncias associadas a cada estágio, de forma a minimizar a dispersão de capacitâncias.

Em cada biquadrática existem, em geral, dois grupos distintos de capacitâncias que podem ser escaladas independentemente. Cada grupo é formado pelos capacitores que incidem no mesmo nó de entrada de um amplificador operacional. Esse tipo de escalamento não altera as características do circuito porque são mantidos os valores das razões de capacitâncias de cada estágio. Esse escalamento também é feito para a função de primeira ordem.

3.8 - CHAVEAMENTOS ALTERNATIVOS

Uma etapa final na síntese da rede, é a verificação da possibilidade de reduzir a capacitância total através de chaveamentos alternativos [20]. A biquadrática inicialmente é composta apenas dos quatro tipos básicos de chaveamentos (chaveamentos 1-4 no Apêndice 3). Entretanto, dependendo dos valores das capacitâncias da rede sintetizada, conjuntos de dois ou quatro capacitores chaveados podem ser substituídos por um único chaveamento equivalente, mantendo as mesmas equações de conservação de cargas (ECC) e, conseqüentemente, não alterando a resposta em frequência da rede. Existem três tipos possíveis de transformação, os quais são descritos em [20].

A Figura 3.3 abaixo apresenta um exemplo ilustrativo deste método. Considere os capacitores I e J e um sinal de entrada do tipo "sampled-and-held". Considerando as ECC referentes ao terra virtual do amplificador operacional, verifica-se que a combinação de capacitores I e J iguais equivale a um capacitor não chaveado, conectado entre a entrada e o terra virtual (capacitor \hat{I} na Figura 3.3b). Assim o capacitor I e uma unidade do capacitor J na Figura 3.3a podem ser combinados no capacitor \hat{I} da Figura

3.3b. Note que apenas $\hat{J}=J-I=2$ é agora utilizado com o chaveamento de J. Desta forma, a nova estrutura é mais simples (menos chaves) e requer menores capacitância total e dispersão de componentes.

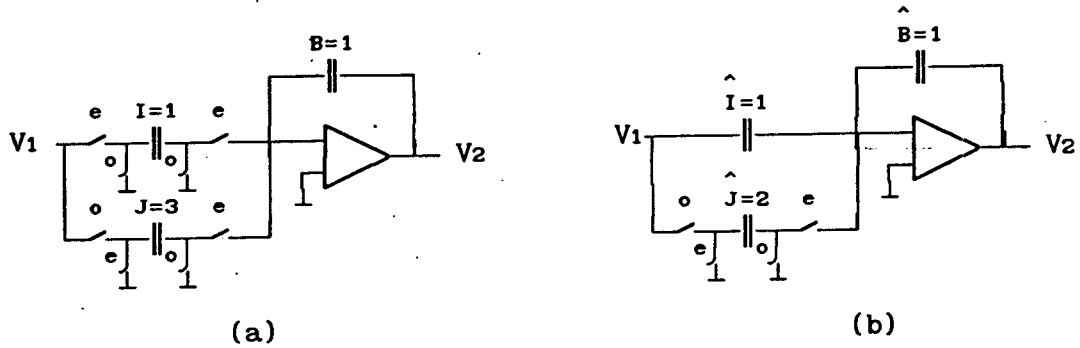


FIGURA 3.3 - Exemplo ilustrativo

A validade da substituição realizada pode ser facilmente verificada pelas equações de carga dos circuitos da Figura 3.3 [20].

Para garantir que a transformação feita reduzirá a capacitância total (C_T) e/ou a dispersão de capacitâncias deve ser feita uma análise numérica dos resultados das combinações. Nas biquadráticas utilizadas neste trabalho existirão apenas combinações entre dois capacitores, chamados aqui genericamente de C_a e C_b . Supondo, sem perda de generalidade, que $C_a < C_b$, tem-se [20]:

i) se $C_a = C_b$, $\hat{C}_T = C_T - C_a$, onde \hat{C}_T é a capacitância total após a combinação entre C_a e C_b .

ii) se $C_b - C_a \geq 1$, $\hat{C}_T = C_T - C_a$.

iii) se $C_b - C_a < 1$, deverá ser feito um novo escalamento de impedâncias, visto que obtém-se um capacitor menor que o unitário ($\hat{C}_b = C_b - C_a$). Logo, o novo valor da capacitância total será:

$$\hat{C}_T = \frac{C_T - C_a}{\hat{C}_b} \quad (3.17)$$

e a capacitância total será reduzida se:

$$\hat{C}_b > 1 - \frac{C_a}{C_T} \quad (3.18)$$

Esta análise numérica é feita para todas as possíveis combinações entre capacitores nas biquadráticas da rede sintetizada, para selecionar aquelas que realmente diminuirão a capacitância total. Uma outra análise que deve ser feita diz respeito à sensibilidade da função em relação aos capacitores após a combinação. Essa análise é desenvolvida em [20], e resulta nas seguintes relações (considerando $C_a < C_b$):

$$S_{\hat{C}_b}^f = \left[1 - \frac{C_a}{C_b} \right] S_{C_b}^f \quad (3.19)$$

$$S_{\hat{C}_a}^f = S_{C_a}^f + \left[\frac{C_a}{C_b} \right] S_{C_b}^f \quad (3.20)$$

onde f é a função original da rede e da qual calcula-se as sensibilidades com relação aos capacitores. Já \hat{f} é a expressão obtida para a mesma função de rede quando os capacitores combinados são substituídos em f .

Através das equações (3.19) e (3.20), observa-se que a sensibilidade em relação ao maior capacitor da combinação (C_b) é sempre reduzida. Com respeito à sensibilidade em relação ao menor capacitor, poderá aumentar ou diminuir, dependendo do valor relativo entre as sensibilidades da rede original. Assim, deve ser feita uma análise prévia para verificar em quanto será alterada a sensibilidade da rede com uma determinada combinação. Dependendo dessa variação, a substituição será realizada ou não.

3.9 - CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou as técnicas utilizadas nas diversas etapas da estratégia proposta para o projeto de redes a capacitores chaveados por cascata de biquadráticas.

Todas as técnicas utilizadas têm como característica a simplicidade de equacionamento e o reduzido esforço computacional.

As técnicas apresentadas constituem um misto de resultados consagrados com métodos e procedimentos propostos em função da estratégia de projeto utilizada.

No capítulo seguinte serão apresentados e discutidos os resultados obtidos utilizando a nova estratégia proposta.

C A P Í T U L O 4

RESULTADOS

4.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados vários exemplos, a maioria representando projetos de filtros práticos, usados em telecomunicações. Esses projetos foram feitos considerando várias ordens de prioridades de otimização, mostrando claramente os compromissos existentes entre os diversos parâmetros de um projeto. Com a finalidade de comparação, serão também descritos projetos realizados sem usar a estratégia proposta, onde as opções escolhidas nos pontos de decisão ilustram escolhas que provavelmente seriam feitas por um projetista utilizando o presente estado-da-arte.

A referência para máxima faixa dinâmica realizável foi considerada igual a 100 dB. Os valores de capacitâncias apresentados são valores normalizados.

4.2 - EXEMPLOS

4.2.1 - PROJETO DE UM FILTRO PASSA-BAIXAS USADO EM SISTEMAS PCM

As especificações deste filtro são as seguintes [15]:

- Limite superior da banda de passagem, $F_p=3.4$ KHz
- Limite inferior da banda de rejeição, $F_s=4.6$ KHz
- Máxima atenuação na banda passante, $A_p=0.25$ dB
- Mínima atenuação na banda de rejeição, $A_s=32$ dB

-Frequência de amostragem, $F_s=512$ KHz

Para satisfazer estas especificações foi projetado um filtro passa-baixas elíptico de 5ª ordem, cujos pólos e zeros estão descritos abaixo:

Pólos

$$P1 = -7.156930040 \times 10^3 \pm j 1.623597894 \times 10^4$$

$$P2 = -1.819723600 \times 10^3 \pm j 2.203873249 \times 10^4$$

$$P3 = -1.173248083 \times 10^4$$

Zeros

$$Z1 = 0.0 \pm j 2.990523335 \times 10^4$$

$$Z2 = 0.0 \pm j 4.369081199 \times 10^4$$

$$Z3 = \text{infinito}$$

A magnitude da função de transferência obtida após a transformação bilinear é mostrada na Figura 4.1.

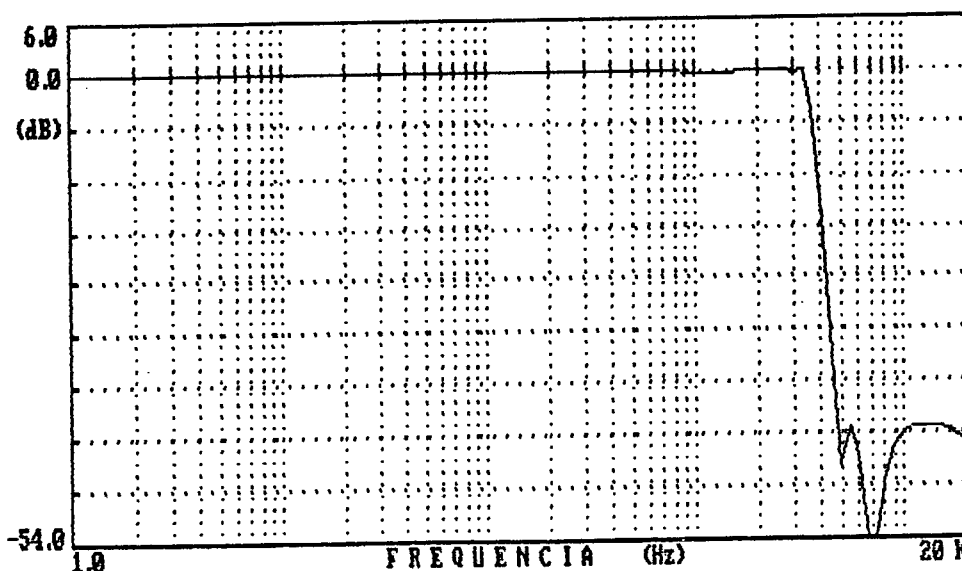


FIGURA 4.1 - Magnitude da resposta em frequência do filtro passa-baixas elíptico de 5ª ordem.

O primeiro projeto foi feito utilizando a estratégia proposta, tanto para a escolha dos pares de zeros e pólos como para a determinação da sequência das biquadráticas. Na escolha das redes para cada função biquadrática, a ordem de prioridades para otimização foi FD-SB-CT

(faixa dinâmica-sensibilidade-capacitância total). Os resultados desse projeto estão na Tabela 4.1. A Figura 4.2 apresenta a resposta em frequência na banda de passagem, incluindo o projeto nominal e os desvios estatísticos obtidos pela análise Monte Carlo. Na análise estatística foram consideradas, para as razões de capacitâncias, distribuições Gaussianas com máximo desvio para razões unitárias (3σ , σ igual ao desvio padrão) proporcional a variabilidade das razões, a qual depende da tecnologia de integração disponível. Para razões diferentes da unidade a precisão (máximo desvio) é penalizada por um fator igual à raiz quadrada da dispersão dos capacitores que a compõe. Esta técnica faz com que sejam levadas em conta na simulação os erros de casamento devido à definição do processo [27]. A figura de mérito escolhida para comparar os desvios estatísticos de cada resposta em relação à especificação, foi o erro médio quadrático (EMQ) calculado para a magnitude da resposta em frequência. Este erro é definido como abaixo e foi calculado para 100 pontos igualmente espaçados na banda passante da resposta em frequência do filtro projetado:

$$EMQ = \frac{\sum (\text{Nominal} - \text{Obtido})^2}{\sum (\text{Nominal})^2} \quad (4.1)$$

Um segundo projeto foi feito mudando a ordem de prioridades na escolha das redes para FD-CT-SB. Os resultados são mostrados na Tabela 4.2 e na Figura 4.3. Este exemplo mostra claramente o compromisso entre capacitância total e sensibilidade.

Um outro exemplo de projeto para esse filtro está mostrado na Tabela 4.3 e na Figura 4.4, onde o pareamento e a seqüência das biquadráticas foram definidos aleatoriamente. As redes escolhidas são redes já consagradas pela literatura [23,24] e representam a provável opção de um projetista. A comparação dos resultados mostra como a utilização da estratégia proposta pode levar a um melhor projeto.

Nas tabelas 4.4, 4.5, 4.6 e, respectivamente, nas figuras 4.5, 4.6 e

4.7, estão os resultados de projetos do mesmo filtro onde, em cada um, uma das três etapas de otimização foi feita pelo projetista e as outras duas utilizando a estratégia proposta. Comparando os resultados verifica-se que em alguns casos pode-se conseguir resultados melhores do que com a estratégia proposta. Isto era de se esperar, visto que a estratégia otimiza um determinado parâmetro por etapa de projeto, como foi visto nos capítulos anteriores, de forma a se aproximar do ótimo global. Portanto, é perfeitamente possível que, em alguns casos aleatórios, obtenha-se resultados melhores utilizando outras opções que não aquelas apontadas pela estratégia proposta. Entretanto, inúmeras simulações realizadas permitem afirmar que a nova estratégia leva, na quase totalidade dos casos, aos melhores resultados.

TABELA 4.1 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, sequência otimizada e escolha das redes com ordem de prioridades FD-SB-CT.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z3	1ª ordem	2.00	1.00	2.00	86.3	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
2	P2 Z2	ACE-2	2.16	50.4	1.00	23.1	3.81	2.73	2.81	0.00	1.00
3	P1 Z1	ACE-2	1.00	64.3	1.00	13.1	23.3	9.87	10.6	0.00	2.16
FD = 77.64 dB			CT = 303.6				EMQ = 6.499×10^{-7}				

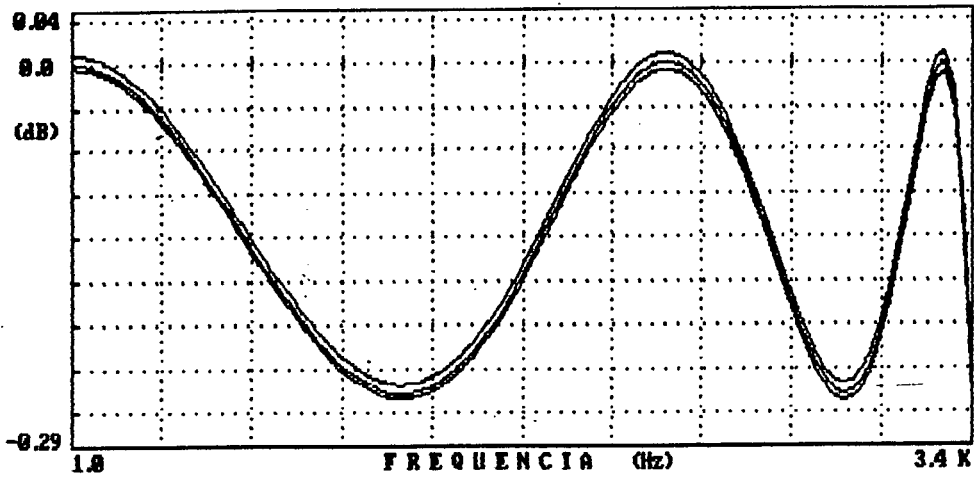


FIGURA 4.2 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.1. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.2 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, sequência otimizada e escolha das redes com ordem de prioridades para FD-SB-CT.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z3	1ª ordem	2.00	1.00	2.00	86.3	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
2	P2 Z2	ACR-2	2.16	50.4	1.76	8.46	1.39	1.00	1.03	0.00	1.00
3	P1 Z1	ACR-2	1.00	64.3	2.46	1.33	2.36	1.00	1.08	0.00	2.16
FD = 77.64 dB			CT = 234.2			EMQ = 2.472×10 ⁻⁶					

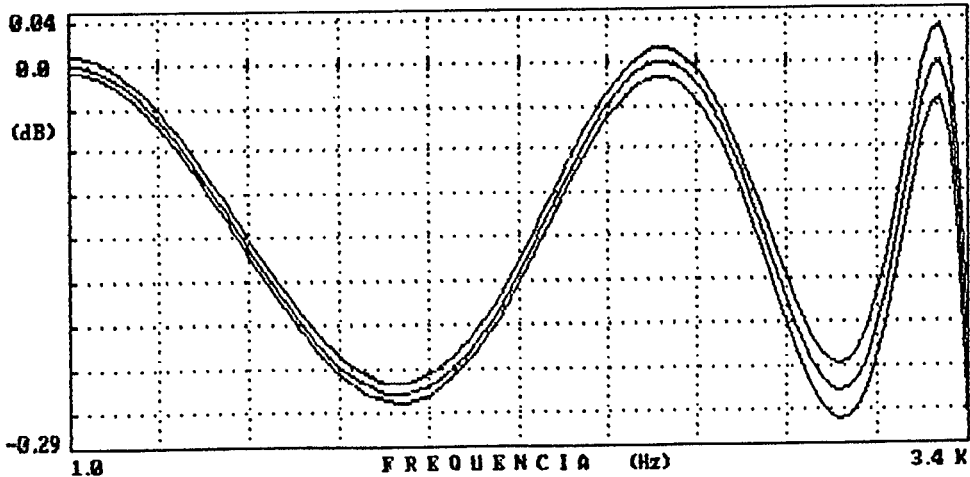


FIGURA 4.3 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.2. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.3 - Resultados do projeto realizado com pareamento feito pelo projetista, seqüência dada pelo projetista e escolha das redes feita pelo projetista.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z3	1ª ordem	2.00	1.00	2.00	86.3	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
2	P1 Z2	ACE	1.00	48.2	1.00	17.5	23.3	1.00	0.00	7.85	7.85
3	P2 Z1	ACE	1.00	26.2	1.00	20.6	3.81	1.00	0.00	14.3	14.3
FD = 63.29 dB			CT = 281.2				EMQ = 3.326×10^{-7}				

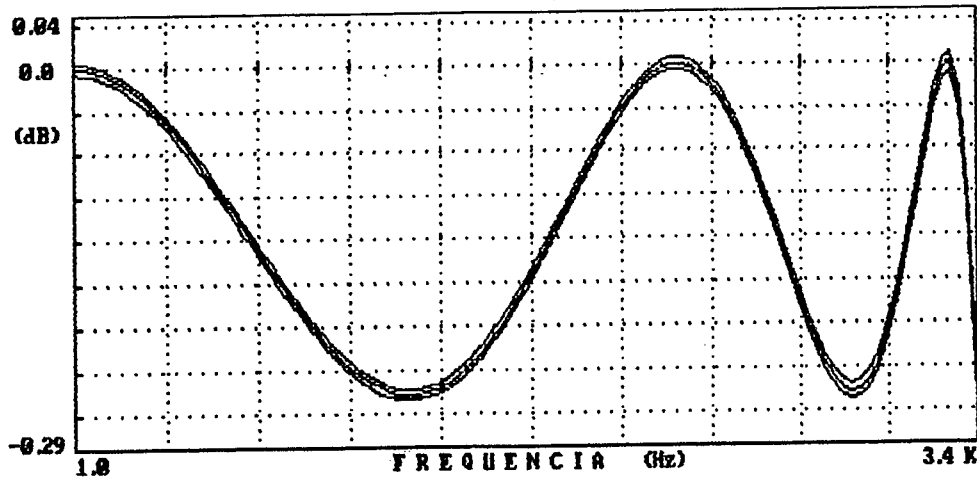


FIGURA 4.4 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.3. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.4 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, seqüência otimizada e escolha das redes feita pelo projetista.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z3	1ª ordem	2.00	1.00	2.00	86.3	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
2	P2 Z2	ACF	6.11	140.	2.16	50.4	1.00	1.00	0.00	16.7	16.7
3	P1 Z1	ACE	1.00	16.6	1.00	51.0	23.3	2.16	0.00	12.4	12.4
FD = 62.46 dB			CT = 445.2				EMQ = 5.146×10^{-7}				

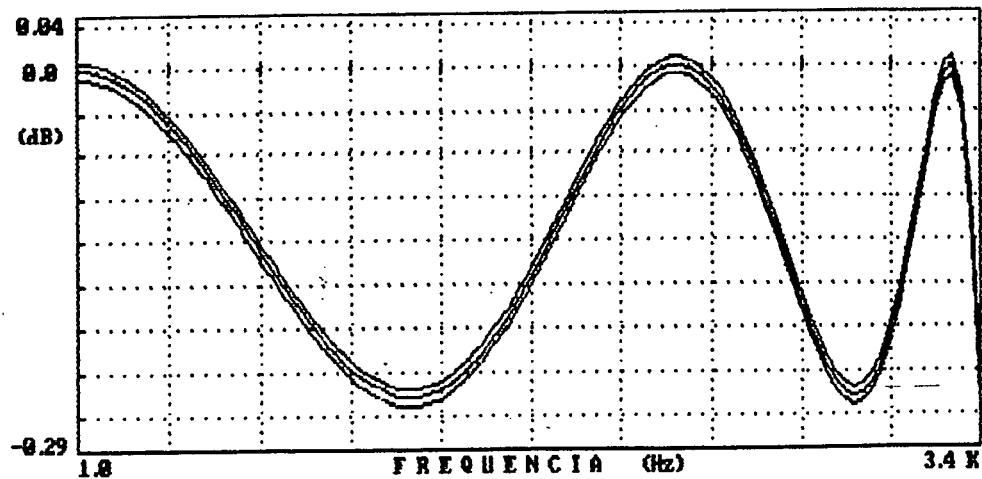


FIGURA 4.5 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.4. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.5 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, sequência dada pelo projetista e escolha das redes com ordem de prioridades para FD-SB-CT.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z3	1ª ordem	2.00	1.00	2.00	86.3	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
2	P1 Z1	ACF	1.04	35.3	1.00	24.1	1.00	1.00	0.00	12.6	12.6
3	P2 Z2	ACE-2	1.00	21.8	1.00	24.6	3.81	6.30	6.48	0.00	1.00
FD = 84.91 dB			CT = 245.9				EMQ = 9.847×10^{-7}				

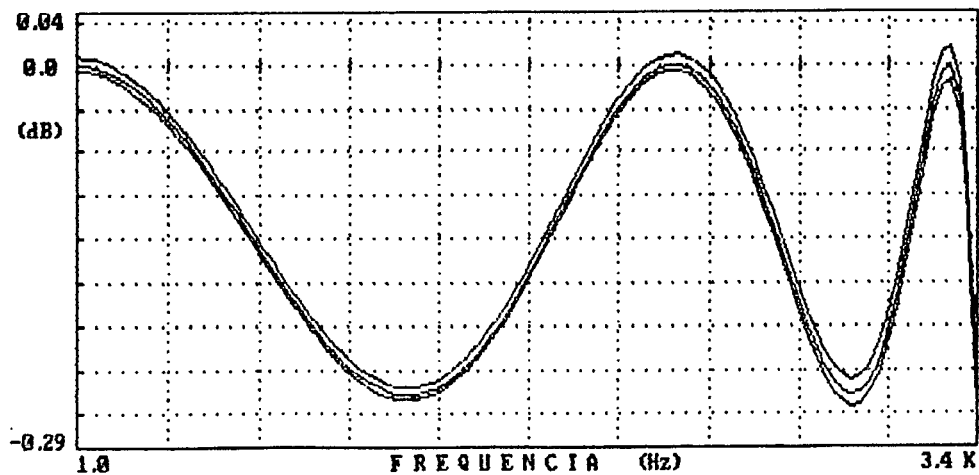


FIGURA 4.6 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.5. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.6 - Resultados do projeto realizado com pareamento feito pelo projetista, sequência otimizada e escolha das redes com ordem de prioridades para FD-SB-CT.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z3	1ª ordem	2.00	1.00	2.00	86.3	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
2	P2 Z1	ACE-2	1.37	31.9	1.00	23.1	3.81	9.20	9.32	0.00	1.00
3	P1 Z2	ACF	2.05	35.3	1.00	47.7	1.00	1.37	0.00	8.09	8.09
FD = 81.57 dB			CT = 276.6				EMQ = 8.626×10^{-7}				

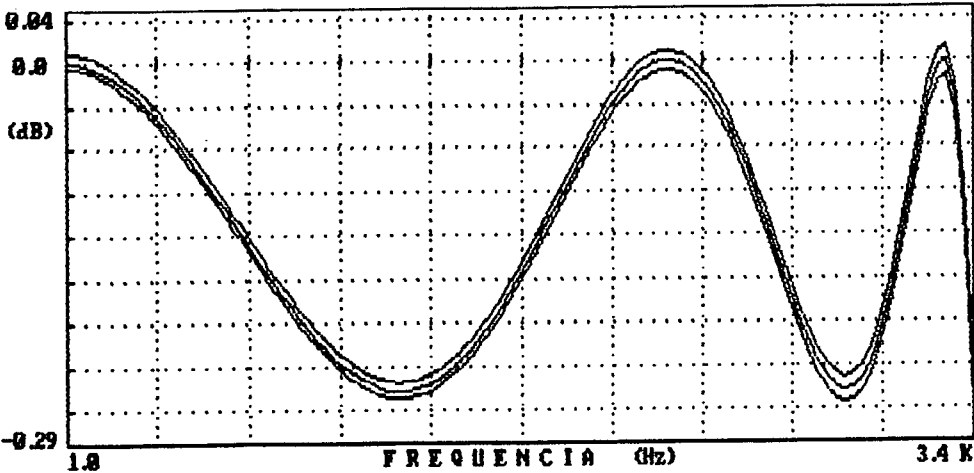


FIGURA 4.7 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.6. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.7 - Resumo dos resultados obtidos.

PAR	SEQ	ESC. REDE	FD	CT	DISP	EMQ
otimizado	otimizada	FD-SB-CT	77.64	303.6	86.3	6.499×10^{-7}
otimizado	otimizada	FD-CT-SB	77.64	234.2	86.3	2.472×10^{-6}
projetista	projetista	projetista	63.29	281.2	86.3	3.326×10^{-7}
otimizado	otimizada	projetista	62.46	445.2	140.	5.146×10^{-7}
otimizado	projetista	FD-SB-CT	84.91	245.9	86.3	9.847×10^{-7}
projetista	otimizada	FD-SB-CT	81.57	276.6	86.3	8.626×10^{-7}

4.2.2 - PROJETO DE UM FILTRO PASSA-FAIXA USADO NA TRANSMISSÃO EM SISTEMAS PCM

As especificações deste filtro são as seguintes [24]:

- Limite superior da 1ª banda de rejeição, $F_3=100$ Hz
- Limite inferior da banda de passagem, $F_1=300$ Hz
- Limite superior da banda de passagem, $F_2=3$ KHz
- Limite inferior da 2ª banda de rejeição, $F_4=4.6$ KHz
- Máxima atenuação na banda passante, $A_p=0.25$ dB
- Mínima atenuação nas bandas de rejeição, $A_s=32$ dB
- Frequência de amostragem, $F_s=10$ KHz

Para satisfazer estas especificações foi determinado um filtro passa-faixa Chebyshev de 8ª ordem, os pólos e zeros desse filtro encontrado estão descritos abaixo:

Pólos

$$P_1 = -1.896723725 \times 10^3 \pm j 2.274078867 \times 10^3$$

$$P_2 = -3.114943100 \times 10^2 \pm j 1.748939107 \times 10^3$$

$$P_3 = -1.125674608 \times 10^4 \pm j 1.349628732 \times 10^4$$

$$P_4 = -5.136851274 \times 10^3 \pm j 2.884174696 \times 10^4$$

Zeros

$$Z_1 = 0.0 \quad Z_2 = 0.0$$

$$Z_3 = 0.0 \quad Z_4 = 0.0$$

$$Z_5 = \text{infinito} \quad Z_6 = \text{infinito}$$

$$Z_7 = \text{infinito} \quad Z_8 = \text{infinito}$$

A magnitude da função de transferência, obtida após a transformação bilinear, é mostrada na Figura 4.8.

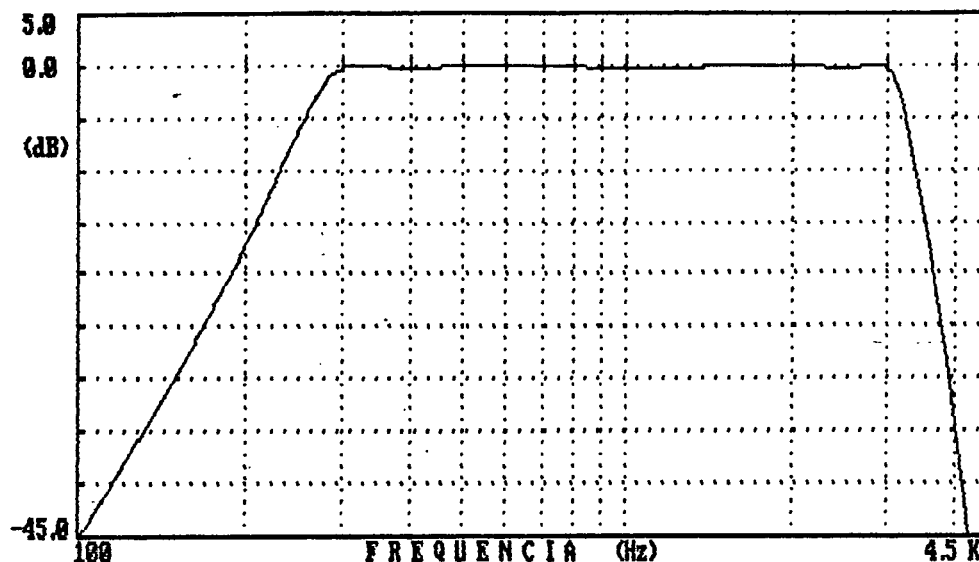


FIGURA 4.8 - Magnitude da resposta em frequência do filtro passa-faixa Chebyshev de 8ª ordem.

Um primeiro projeto deste filtro foi feito utilizando a estratégia proposta para as três etapas de otimização na síntese. A escolha das redes foi feita utilizando FD-SB-CT como ordem de prioridades de otimização. Os resultados deste projeto estão apresentados na Tabela 4.8 e na Figura 4.9. Mais dois projetos foram feitos mudando apenas a ordem de prioridades de otimização para a escolha das redes. No primeiro foi utilizado CT-FD-SB, e os resultados estão na Tabela 4.9 e na Figura 4.10. No segundo foi utilizado SB-FD-CT, e os resultados estão na Tabela 4.10 e na Figura 4.11. Este exemplo mostra claramente a necessidade de contar-se com uma biblioteca de redes bastante diversificada. Nas figuras 4.10a e 4.11a estão outros resultados dos projetos das tabelas 4.9 e 4.10, respectivamente. Nesses resultados a variabilidade das razões de capacitâncias foram feitas iguais a 0,5%, para se verificar que o efeito destas está presente na resposta em frequência do filtro, só que bastante reduzido devido a um projeto otimizado.

Também foi feito um projeto deste filtro sem utilizar a estratégia proposta, onde o projetista definiu a escolha nas três etapas de otimização. Os resultados deste projeto estão na Tabela 4.11 e Figura 4.12. Comparando

estes resultados com os obtidos anteriormente, verifica-se uma melhora do projeto quando foi utilizada a estratégia proposta.

Nas tabelas 4.12, 4.13, 4.14 e, respectivamente, nas figuras 4.13, 4.14 e 4.15 estão os resultados de projetos feitos utilizando a estratégia proposta em apenas duas etapas de decisão.

TABELA 4.8 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, sequência otimizada e escolha das redes com ordem de prioridades para FD-SB-CT.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z5Z6	AUL	7.85	3.81	1.00	1.93	6.72	7.39	0.00	1.00	4.48
2	P4 Z7Z8	AUL	4.65	1.99	2.57	2.56	1.00	3.14	0.00	1.00	1.39
3	P2 Z3Z4	ACE	1.00	5.44	1.00	6.05	1.97	0.00	0.00	2.13	2.13
4	P1 Z1Z2	ACE	1.00	1.98	1.00	7.00	4.33	0.00	0.00	3.97	3.97
FD = 84.31 dB			CT = 95.5				EMQ = 8.806×10^{-8}				

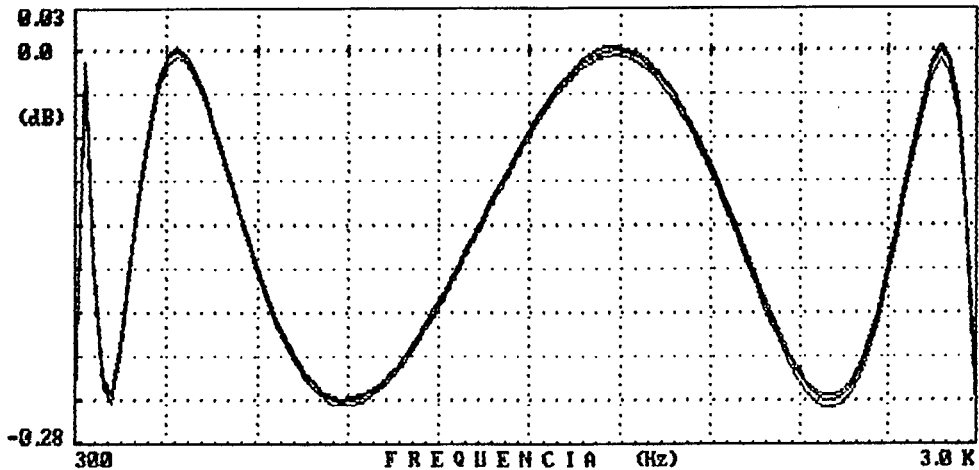


FIGURA 4.9 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.8. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.9 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, sequência otimizada e escolha das redes com ordem de prioridades para CT-FD-SB.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z5Z6	ACL-2	1.05	1.00	4.57	1.00	3.48	1.18	1.18	0.00	1.03
2	P4 Z7Z8	PRV	3.08	1.99	3.89	2.56	1.00	0.00	3.42	1.00	1.39
3	P2 Z3Z4	ACR-2	1.00	5.56	1.51	3.00	1.00	1.18	1.18	0.00	0.00
4	P1 Z1Z2	ACR-2	1.00	5.16	1.99	1.00	1.62	2.01	2.01	0.00	0.00
FD = 72.91 dB			CT = 62.0				EMQ = 3.950×10^{-8}				

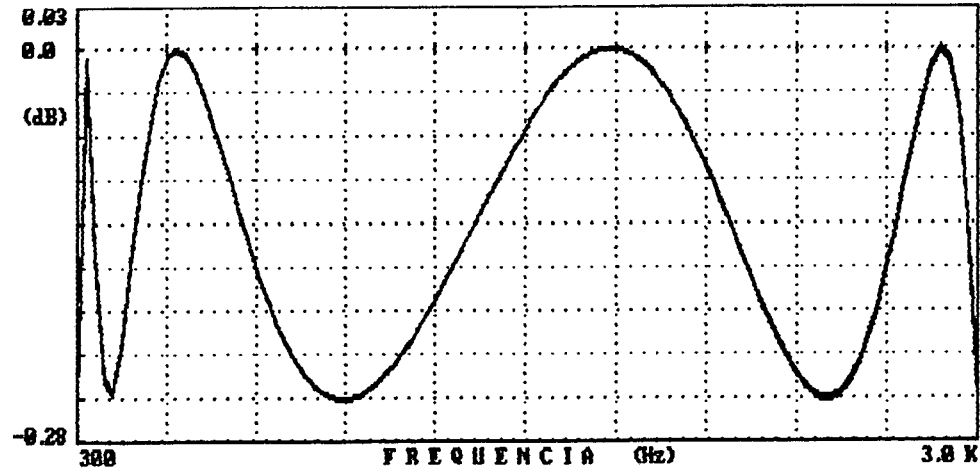


FIGURA 4.10 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.9. Variabilidade de 0,1%.

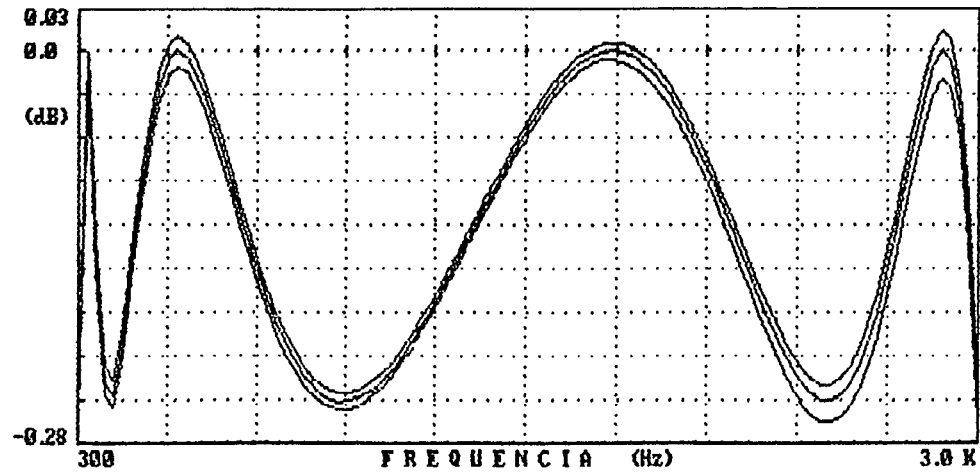


FIGURA 4.10a - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.9. Variabilidade de 0,5%.

TABELA 4.10 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, sequência otimizada e escolha das redes com ordem de prioridades para SB-FD-CT.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z5Z6	ACF	4.57	1.00	1.05	1.00	3.48	1.03	0.00	1.18	1.18
2	P4 Z7Z8	AUL	4.65	1.99	2.57	2.56	1.00	3.14	0.00	1.00	1.39
3	P2 Z3Z4	ACE	1.00	5.44	1.00	6.05	1.97	0.00	0.00	2.13	2.13
4	P1 Z1Z2	ACE	1.00	1.98	1.00	7.00	4.33	0.00	0.00	3.97	3.97
FD = 84.31 dB			CT = 75.8				EMQ = 2.642x10 ⁻⁸				

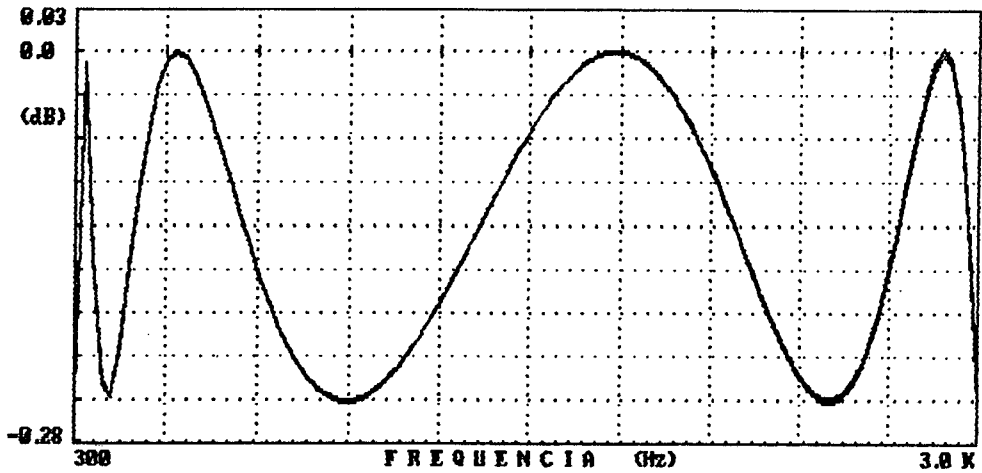


FIGURA 4.11 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.10. Variabilidade de 0,1%.

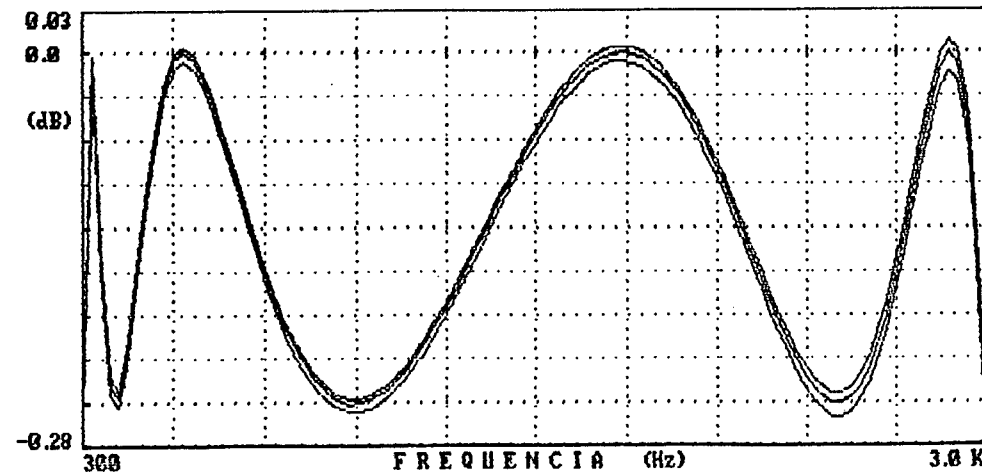


FIGURA 4.11a - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.10. Variabilidade de 0,5%.

TABELA 4.11 - Resultados do projeto realizado com pareamento feito pelo projetista, seqüência dada pelo projetista e escolha das redes feita pelo projetista.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z1Z5	ACF	3.60	1.00	1.37	1.03	3.48	1.00	1.00	1.74	1.74
2	P4 Z2Z6	ACE	7.81	5.54	8.35	5.02	1.00	1.29	1.29	1.00	1.00
3	P2 Z3Z7	ACE	2.70	1.00	1.00	88.8	1.97	88.5	88.5	1.34	1.34
4	P1 Z4Z8	ACF	7.10	2.19	1.00	30.7	1.00	30.4	30.4	3.52	3.52
FD = 50.53 dB			CT = 433.2				EMQ = 8.231×10^{-8}				

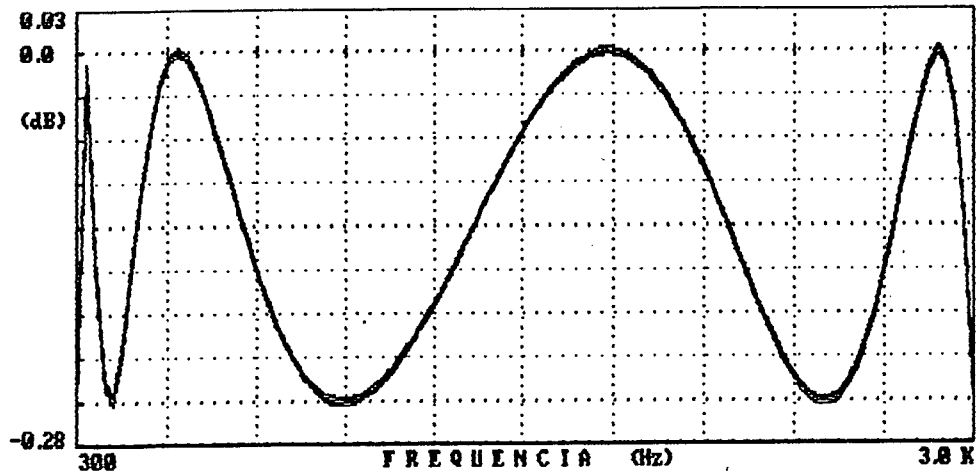


FIGURA 4.12 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.11. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.12 - Resultados do projeto realizado com pareamento feito pelo projetista, seqüência otimizada e escolha das redes com ordem de prioridades para FD-SB-CT.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P1 Z4Z8	ACL-2	1.00	6.06	2.80	4.39	2.00	1.00	1.00	4.33	4.33
2	P4 Z2Z6	ACL-2	1.42	1.00	5.87	2.56	1.00	3.79	3.79	1.29	1.29
3	P2 Z3Z7	ACR	2.01	4.39	1.51	7.63	1.00	7.60	7.60	1.00	1.00
4	P3 Z1Z5	ACL-2	1.00	1.49	7.13	1.00	3.48	12.2	12.2	5.13	5.13
FD = 81.81 dB			CT = 131.4				EMQ = 8.428×10^{-8}				

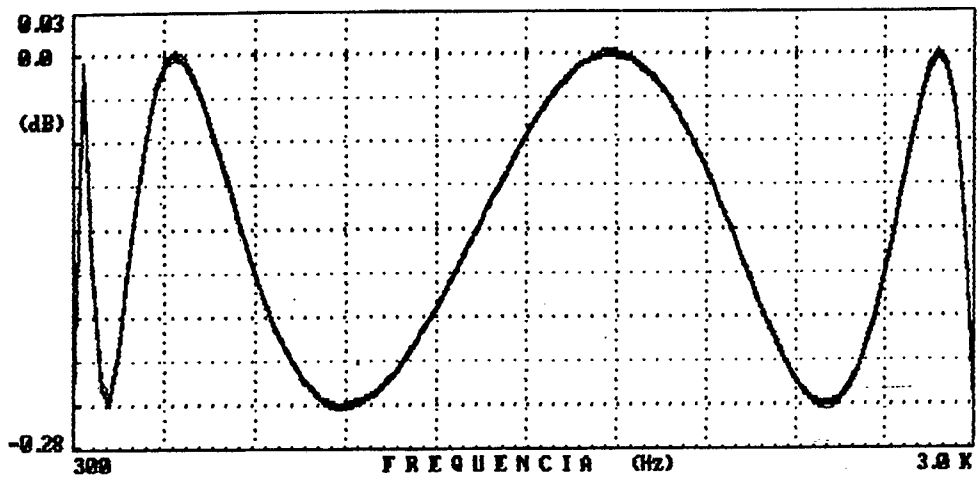


FIGURA 4.13 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.12. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.13 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, seqüência dada pelo projetista e escolha das redes com ordem de prioridades para FD-SB-CT.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P1 Z1Z2	ACE	1.00	2.68	1.00	5.15	4.33	0.00	0.00	2.18	2.18
2	P3 Z5Z6	AUL	7.80	3.81	1.00	1.92	6.68	7.39	0.00	1.00	4.48
3	P2 Z3Z4	ACE	1.00	5.74	1.00	5.74	1.97	0.00	0.00	4.85	4.85
4	P4 Z7Z8	AUL	4.43	1.73	2.35	2.56	1.00	3.31	0.00	1.00	1.39
FD = 83.54 dB			CT = 95.5				EMQ = 1.890x10 ⁻⁷				

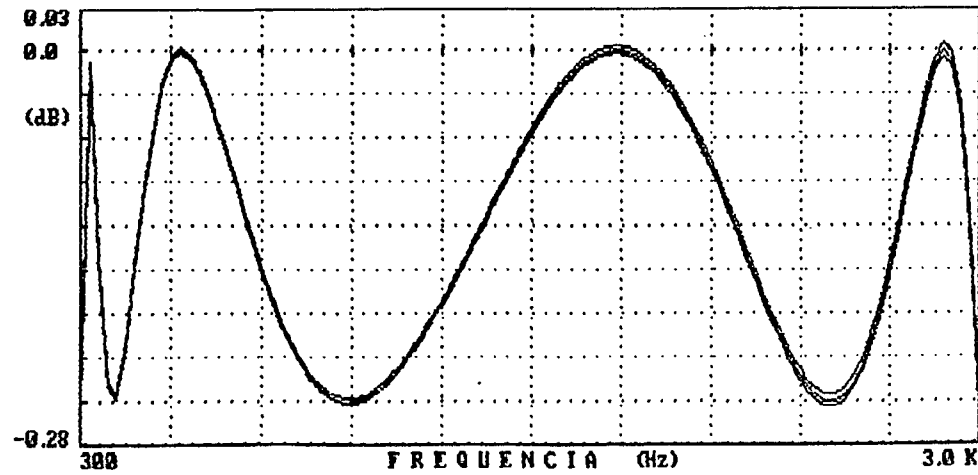


FIGURA 4.14 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.13. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.14 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, sequência otimizada e escolha das redes feita pelo projetista.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z5Z6	ACF	4.57	1.00	1.05	1.00	3.48	1.03	0.00	1.18	1.18
2	P4 Z7Z8	ACF	4.76	2.56	1.76	1.00	1.00	1.50	0.00	1.79	1.79
3	P2 Z3Z4	ACE	1.00	5.44	1.00	6.05	1.97	0.00	0.00	2.13	2.13
4	P1 Z1Z2	ACE	1.00	1.98	1.00	7.00	4.33	0.00	0.00	3.97	3.97
FD = 84.31 dB			CT = 73.6				EMQ = 7.372x10 ⁻⁸				

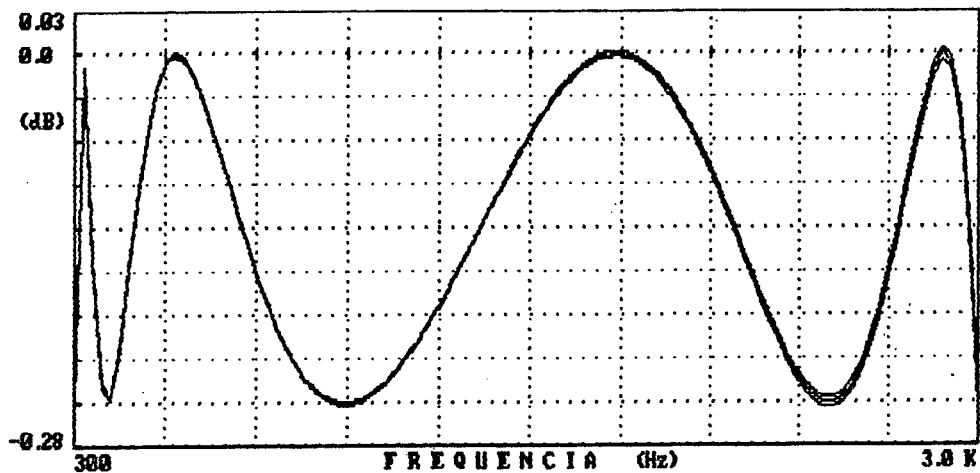


FIGURA 4.15 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.14. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.15 - Resumo dos resultados obtidos.

PAR	SEQ	ESC.REDE	FD	CT	DISP	EMQ
otimizado	otimizada	FD-SB-CT	84.31	95.5	7.85	8.806x10 ⁻⁸
otimizado	otimizada	CT-FD-SB	72.91	62.0	5.56	3.950x10 ⁻⁸
otimizado	otimizada	SB-FD-CT	84.31	75.8	6.05	2.642x10 ⁻⁸
projetista	projetista	projetista	50.53	433.2	88.8	8.231x10 ⁻⁸
projetista	otimizada	FD-SB-CT	81.81	131.4	12.2	8.428x10 ⁻⁸
otimizado	projetista	FD-SB-CT	83.54	95.5	7.80	1.890x10 ⁻⁷
otimizado	otimizada	projetista	84.31	73.6	7.00	7.372x10 ⁻⁸

4.2.3 - PROJETO DE UM FILTRO PASSA-FAIXA DE FAIXA ESTREITA USADO EM DETETOR DE TONS

As especificações deste filtro são as seguintes [12]:

- Limite superior da 1ª banda de rejeição, $F_3=880$ Hz
- Limite inferior da banda de passagem, $F_1=900$ Hz
- Limite superior da banda de passagem, $F_2=1000$ Hz
- Limite inferior da 2ª banda de rejeição, $F_4=1020$ Hz
- Máxima atenuação na banda passante, $A_p=0.5$ dB
- Mínima atenuação nas bandas de rejeição, $A_s=30$ dB
- Frequência de amostragem, $F_s=7590$ Hz

Para satisfazer estas especificações foi determinado um filtro passa-faixa elíptico de 8ª ordem, cujos pólos e zeros estão descritos abaixo:

Pólos:

$$\begin{aligned} P_1 &= -4.04183780 \times 10^1 \pm j 5.923907906 \times 10^3 \\ P_2 &= -1.67009348 \times 10^2 \pm j 6.093039881 \times 10^3 \\ P_3 &= -1.77810972 \times 10^2 \pm j 6.487117986 \times 10^3 \\ P_4 &= -4.55568880 \times 10^1 \pm j 6.677032120 \times 10^3 \end{aligned}$$

Zeros:

$$\begin{aligned} Z_1 &= 0.0 \pm j 5.774389204 \times 10^3 \\ Z_2 &= 0.0 \pm j 5.246701287 \times 10^3 \\ Z_3 &= 0.0 \pm j 7.539206548 \times 10^3 \\ Z_4 &= 0.0 \pm j 6.850242216 \times 10^3 \end{aligned}$$

A magnitude da função de transferência obtida após a transformação bilinear, é mostrada na Figura 4.16.

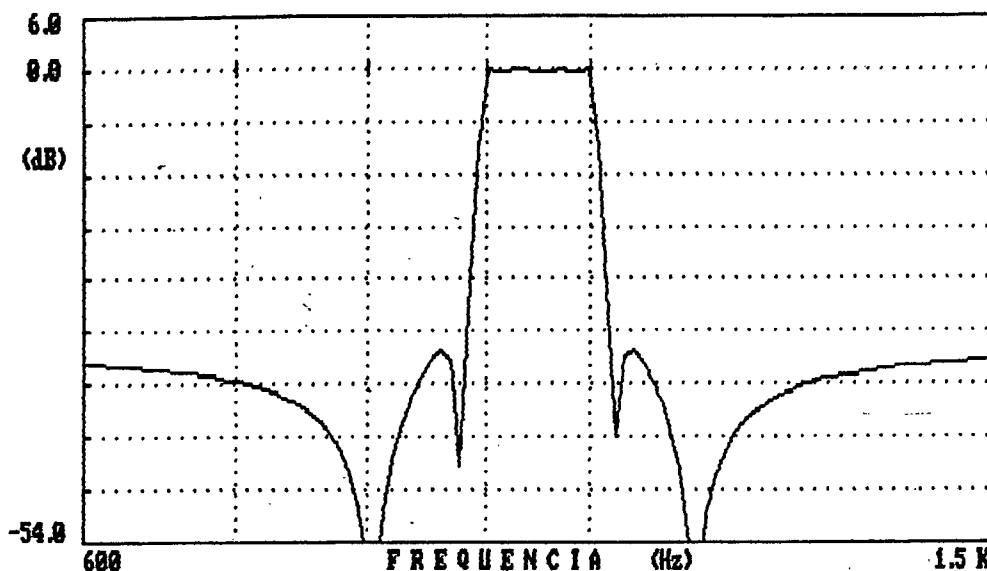


FIGURA 4.16 - Magnitude da resposta em frequência do filtro passa-faixa elíptico de 8ª ordem.

Na Tabela 4.16 e na Figura 4.17 estão os resultados do projeto realizado utilizando a estratégia proposta onde, para a escolha das redes a ordem de prioridades escolhida foi FD-CT-SB. Um segundo projeto foi feito mudando apenas a ordem de prioridades de otimização na escolha das redes para CT-FD-SB (Tabela 4.17 e Figura 4.18). Este projeto também foi feito na referência [12], onde é feito um pareamento entre pólos e zeros para minimizar a capacitância total da rede. Através desse pareamento conseguiu-se uma capacitância total mínima igual a 707 que, comparado com o valor de 465, revela uma redução da capacitância total de aproximadamente 30% pela utilização da estratégia proposta neste trabalho. Um outro projeto feito (Tabela 4.18 e Figura 4.19), mostra que mesmo para projetos onde a variabilidade da função de transferência com relação aos capacitores é crítica, consegue-se uma redução destas escolhendo redes biquadráticas com sensibilidades menores.

Um quarto projeto foi feito sem utilizar a estratégia de otimização, onde a escolha nas três etapas de decisão foi feita pelo projetista. Os resultados deste projeto estão na Tabela 4.19 e na Figura 4.20.

Nas tabelas 4.20, 4.21, 4.22 e, respectivamente, nas figuras 4.21,

4.22 e 4.23 estão os resultados de projetos do mesmo filtro onde, em cada um, uma das três etapas de otimização foi feita pelo projetista e as outras duas pela estratégia proposta.

TABELA 4.16 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, seqüência otimizada e escolha das redes com ordem de prioridades para FD-CT-SB.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P2 Z2	AUL	3.21	5.08	22.4	25.9	1.00	3.59	0.00	1.00	1.04
2	P4 Z4	AUL	1.72	1.84	68.2	98.9	1.00	39.3	0.00	1.00	1.01
3	P1 Z1	AUL	1.00	1.79	101.	108.	1.00	63.9	0.00	1.16	1.17
4	P3 Z3	AUL	2.94	2.94	15.0	24.7	1.00	6.93	0.00	1.00	1.04
FD = 88.56 dB			CT = 610.8				EMQ = 2.219×10^{-6}				

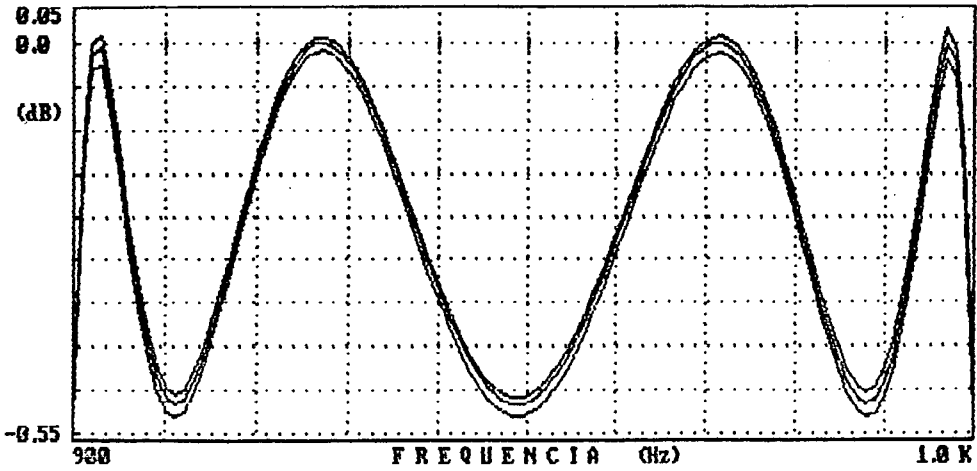


FIGURA 4.17 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.16. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.17 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, seqüência otimizada e escolha das redes com ordem de prioridades para CT-FD-SB.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P2 Z2	ACE	3.80	5.08	14.6	20.1	1.00	2.26	0.00	1.00	1.00
2	P4 Z4	ACE	1.46	1.84	64.5	79.5	1.00	36.8	0.00	1.00	1.00
3	P1 Z1	ACE	1.06	1.54	57.2	74.8	1.00	35.8	0.00	1.00	1.00
4	P3 Z3	ACE	2.81	2.94	15.6	24.6	1.00	6.93	0.00	1.00	1.00
FD = 77.07 dB			CT = 465.2				EMQ = 2.684x10 ⁻⁶				

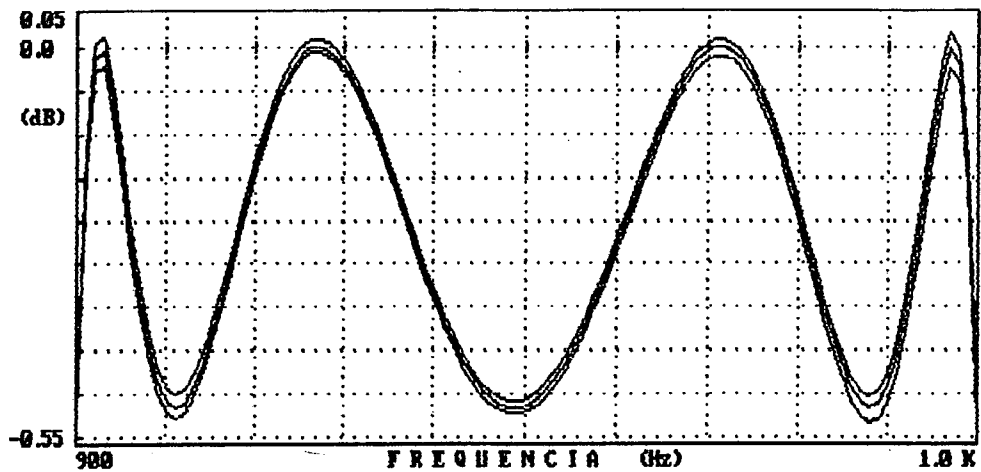


FIGURA 4.18 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.17. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.18 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, seqüência otimizada e escolha das redes com ordem de prioridades para SB-FD-CT.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P2 Z2	AUL	3.21	5.08	22.4	25.9	1.00	3.59	0.00	1.00	1.04
2	P4 Z4	AUL	1.72	1.84	68.2	98.9	1.00	39.3	0.00	1.00	1.01
3	P1 Z1	ACE	1.06	1.54	57.2	74.8	1.00	35.8	0.00	1.00	1.00
4	P3 Z3	AUL	2.94	2.94	15.0	24.7	1.00	6.93	0.00	1.00	1.04
FD = 81.28 dB			CT = 505.1				EMQ = 9.315x10 ⁻⁷				

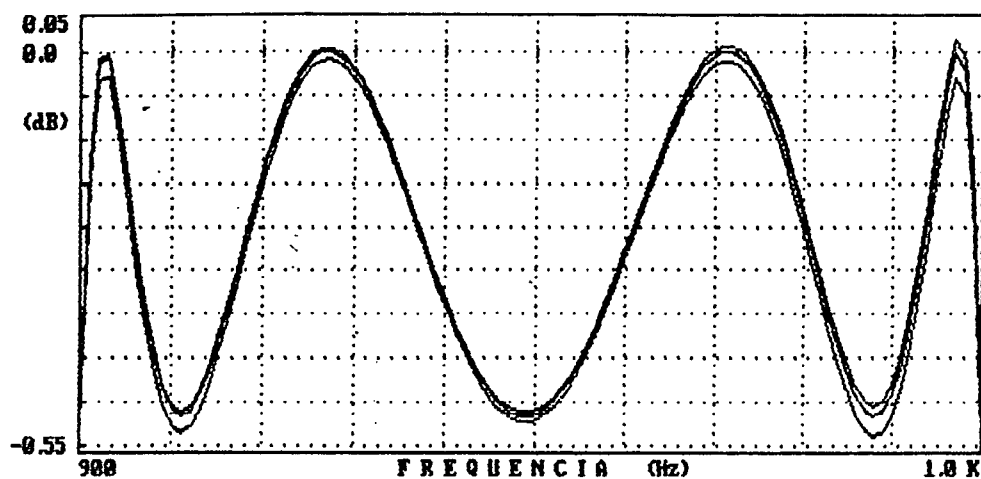


FIGURA 4.19 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.18. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.19 - Resultados do projeto realizado com pareamento feito pelo projetista, sequência dada pelo projetista e escolha das redes feita pelo projetista.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z1	ACF	19.7	24.7	4.93	6.24	1.00	1.00	0.00	6.26	6.26
2	P2 Z3	ACF	27.3	25.9	1.83	3.40	1.00	1.00	0.00	10.1	10.1
3	P4 Z2	ACE	11.7	14.5	64.5	80.9	1.00	2.94	0.00	1.00	1.00
4	P1 Z4	ACE	3.78	1.00	57.2	411.	1.00	276.	0.00	3.75	3.75
FD = 60.74 dB			CT = 1085.7				EMQ = 2.488×10^{-5}				

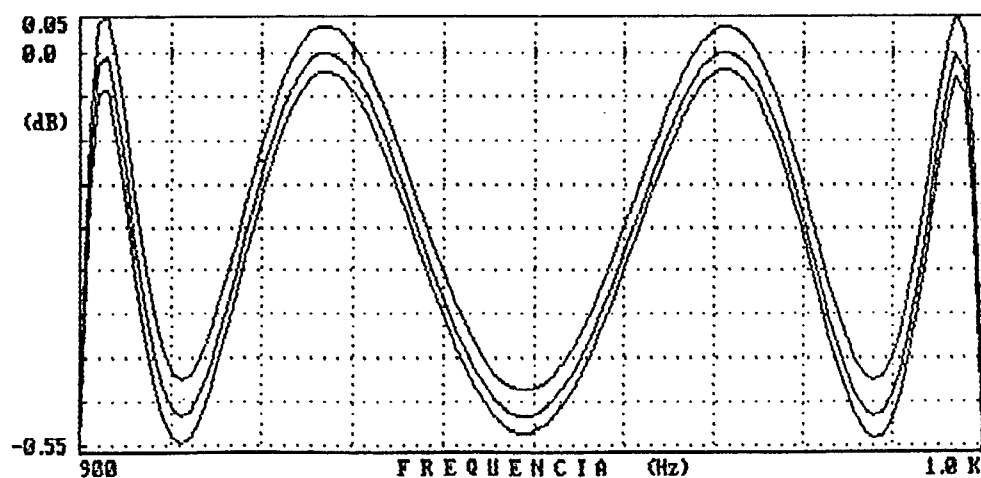


FIGURA 4.20 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.19. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.20 - Resultados do projeto realizado com pareamento feito pelo projetista, sequência otimizada e escolha das redes com ordem de prioridades para CT-FD-SB.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P2 Z3	ACE	6.88	9.26	14.6	20.0	1.00	2.30	0.00	1.00	1.00
2	P4 Z2	ACE	3.95	4.89	64.5	80.8	1.00	8.73	0.00	1.00	1.00
3	P1 Z4	ACE	2.41	3.28	57.2	79.8	1.00	22.4	0.00	1.00	1.00
4	P3 Z1	ACE	3.23	1.00	15.6	83.2	1.00	45.8	0.00	3.52	3.52
FD = 76.40 dB			CT = 546.9				EMQ = 5.211x10 ⁻⁶				

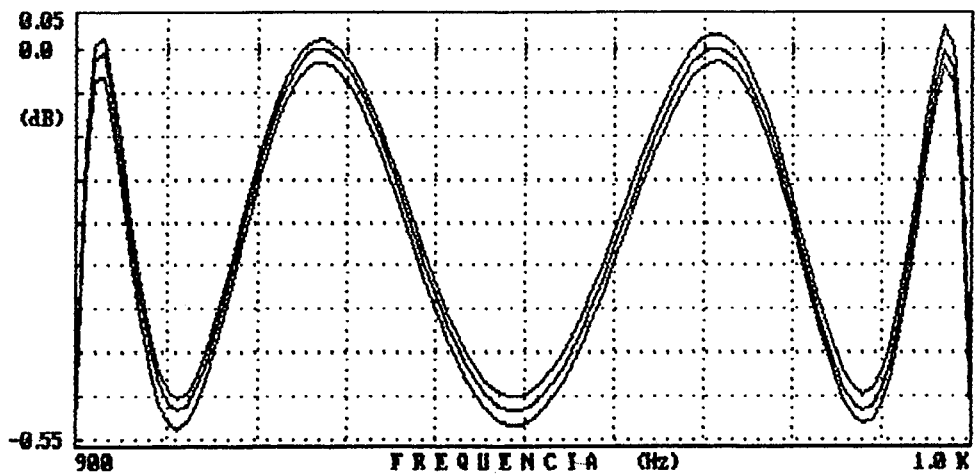


FIGURA 4.21 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.20. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.21 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, sequência dada pelo projetista e escolha das redes com ordem de prioridades para CT-FD-SB.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P2 Z2	ACE	3.80	5.08	14.6	20.1	1.00	2.26	0.00	1.00	1.00
2	P3 Z3	ACE	2.84	3.87	15.6	18.9	1.00	5.26	0.00	1.00	1.00
3	P1 Z1	ACE	1.17	1.72	57.2	73.9	1.00	32.0	0.00	1.00	1.00
4	P4 Z4	ACE	1.00	1.34	64.5	74.8	1.00	54.2	0.00	1.07	1.07
FD = 75.72 dB			CT = 466.3				EMQ = 3.226x10 ⁻⁶				

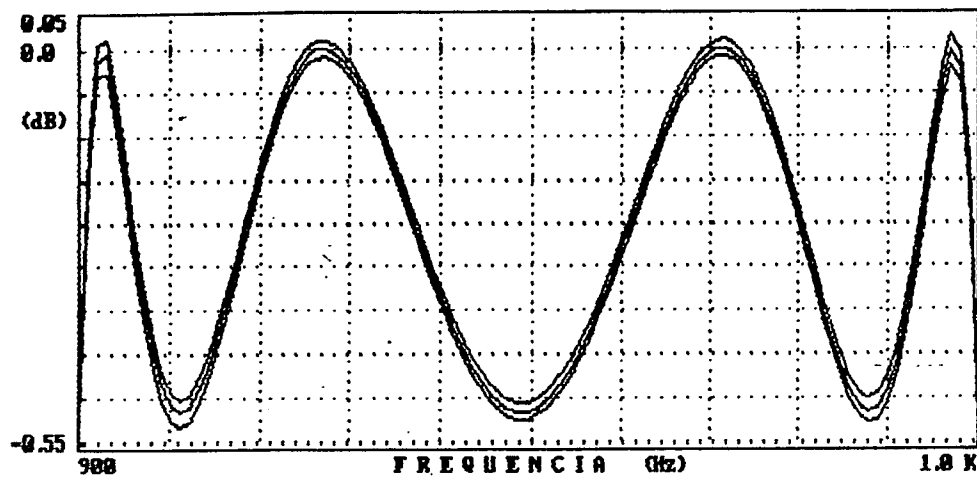


FIGURA 4.22 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.21. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.22 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, seqüência otimizada e escolha das redes feita pelo projetista.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P2 Z2	ACF	19.6	25.9	6.49	8.67	1.00	1.00	0.00	5.29	5.29
2	P4 Z4	ACF	79.3	98.9	1.75	2.15	1.00	1.00	0.00	54.4	54.4
3	P1 Z1	ACE	1.06	1.54	57.2	74.8	1.00	35.8	0.00	1.00	1.00
4	P3 Z3	ACE	2.81	2.94	15.6	24.6	1.00	6.92	0.00	1.00	1.00
FD = 77.03 dB			CT = 595.4				EMQ = 4.426x10 ⁻⁶				

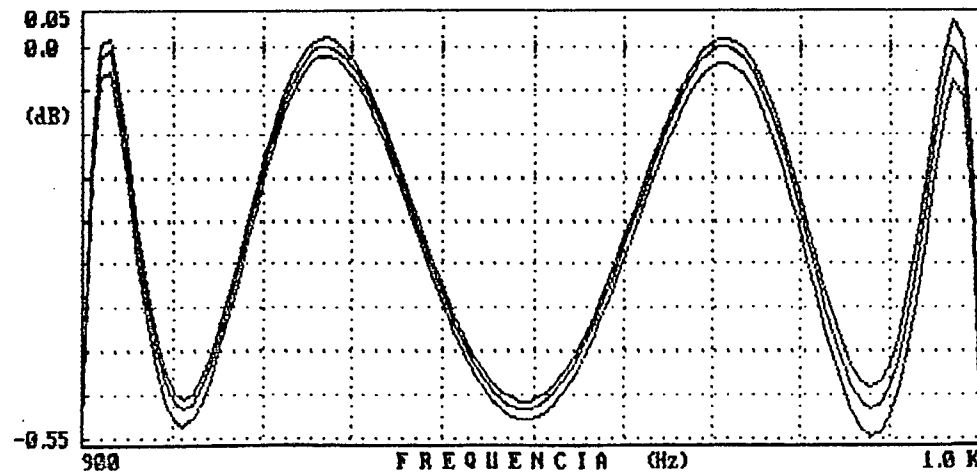


FIGURA 4.23 - Detalhe da banda passante do filtro projetado conforme Tabela 4.22. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.23 - Resumo dos resultados obtidos.

PAR	SEQ	ESC. REDE	FD	CT	DISP	EMQ
otimizado	otimizada	FD-CT-SB	88.56	610.8	108.	2.219×10^{-6}
otimizado	otimizada	CT-FD-SB	77.07	465.2	79.5	2.684×10^{-6}
otimizado	otimizada	SB-FD-CT	81.28	505.1	98.9	9.315×10^{-7}
projetista	projetista	projetista	60.74	1085.7	411.	2.488×10^{-5}
projetista	otimizada	CT-FD-SB	76.40	546.9	83.2	5.211×10^{-6}
otimizado	projetista	CT-FD-SB	75.72	466.3	74.8	3.226×10^{-6}
otimizado	otimizada	projetista	77.03	595.4	98.9	4.426×10^{-6}

4.2.4 - PROJETO DE UM FILTRO REJEITA-FAIXA

As especificações deste filtro são as seguintes:

- Limite superior da 1ª banda de passagem, $F_1=800$ Hz
- Limite inferior da banda de rejeição, $F_3=1000$ Hz
- Limite superior da banda de rejeição, $F_4=2000$ Hz
- Limite inferior da 2ª banda de passagem, $F_2=2500$ Hz
- Máxima atenuação nas bandas passante, $A_p=0.5$ dB
- Mínima atenuação na banda de rejeição, $A_s=32$ dB
- Frequência de amostragem, $F_s=50000$ Hz

Para satisfazer estas especificações foi determinado um filtro rejeita-faixa elíptico de 8ª ordem, cujos pólos e zeros estão descritos à seguir:

Pólos:

$$\begin{aligned}
 P1 &= -3.52153569 \times 10^2 \pm j 5.114223859 \times 10^3 \\
 P2 &= -1.06774289 \times 10^3 \pm j 1.550651945 \times 10^4 \\
 P3 &= -2.16756826 \times 10^3 \pm j 3.821102627 \times 10^3 \\
 P4 &= -8.94916163 \times 10^3 \pm j 1.577604948 \times 10^4
 \end{aligned}$$

Zeros:

$$\begin{aligned}
 Z1 &= 0.0 \pm j 6.425746299 \times 10^3 \\
 Z2 &= 0.0 \pm j 1.240008825 \times 10^4 \\
 Z3 &= 0.0 \pm j 7.693460601 \times 10^3 \\
 Z4 &= 0.0 \pm j 1.035682449 \times 10^4
 \end{aligned}$$

A magnitude da função de transferência obtida após a transformação bilinear, é mostrada na Figura 4.24.

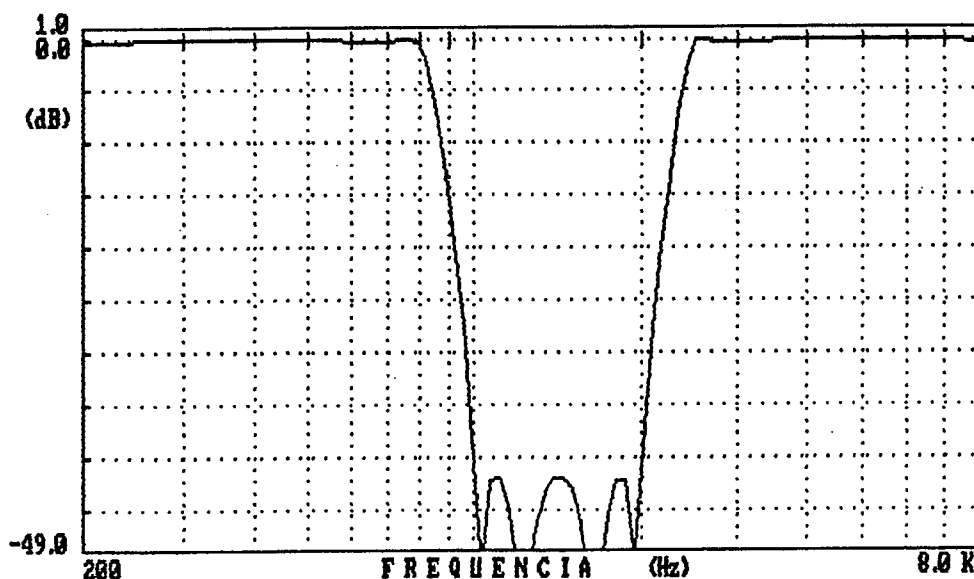


FIGURA 4.24 - Magnitude da resposta em frequência do filtro rejeita-faixa elíptico de 8ª ordem.

Como um primeiro projeto para este filtro, foi utilizada a estratégia proposta para as três etapas de otimização na síntese. A ordem de prioridades para escolha das redes foi FD-SB-CT. Os resultados deste projeto estão na Tabela 4.24 e na Figura 4.25. Mais dois projetos foram feitos utilizando a estratégia proposta, mudando apenas a ordem de prioridades para

escolha das redes para SB-FD-CT (Tabela 4.25 e Figura 4.26) e para CT-FD-SB (Tabela 4.26 e Figura 4.27). Através desses três exemplos nota-se a importância da etapa de escolha das redes, a qual afeta as características da função total.

Um quarto projeto foi feito sem utilizar a estratégia proposta, onde o projetista definiu a escolha nas três etapas de otimização. Os resultados deste projeto estão na Tabela 4.27 e Figura 4.28.

Nas tabelas 4.28, 4.29 e 4.30 e, respectivamente, nas figuras 4.29, 4.30 e 4.31 estão os resultados de projetos do mesmo filtro onde, em cada um, o projetista definiu a escolha em apenas uma das etapas de otimização e as outras duas foram feitas pela estratégia proposta.

TABELA 4.24 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, sequência otimizada e escolha das redes com ordem de prioridades para FD-SB-CT.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z3	AUL	1.00	10.8	1.00	12.5	1.13	1.40	0.00	3.32	3.62
2	P2 Z2	AUL	1.00	3.81	8.26	23.5	1.00	8.03	0.00	5.27	5.49
3	P1 Z1	AUL	1.00	10.2	7.47	70.7	1.00	6.59	0.00	5.52	5.60
4	P4 Z4	ACR-2	1.00	4.07	1.64	1.00	1.20	3.17	3.54	0.00	1.24
FD = 71.08 dB			CT = 216.0				EMQ = 1.977×10^{-7}				

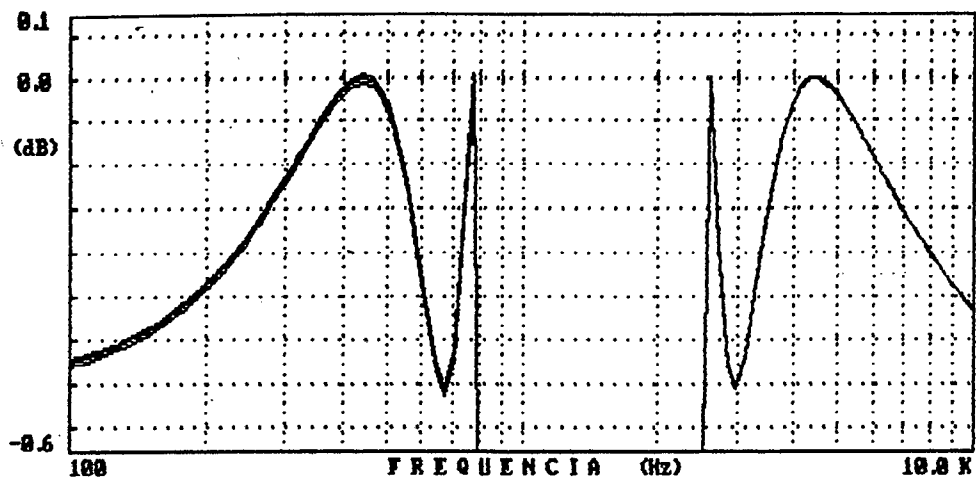


FIGURA 4.25 - Detalhe das bandas passantes do filtro projetado conforme Tabela 4.24. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.25 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, sequência otimizada e escolha das redes com ordem de prioridades para SB-FD-CT.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z3	AUL	1.00	10.8	1.00	12.5	1.13	1.40	0.00	3.32	3.62
2	P2 Z2	ACE-2	1.10	3.48	2.26	7.75	1.00	10.7	11.0	0.00	1.00
3	P1 Z1	ACE-2	1.16	10.8	1.00	10.4	1.34	5.64	5.77	0.00	1.00
4	P4 Z4	ACR-2	1.00	4.07	1.64	1.00	1.20	3.17	3.54	0.00	1.24
FD = 62.41 dB			CT = 127.1				EMQ = 1.075x10 ⁻⁷				

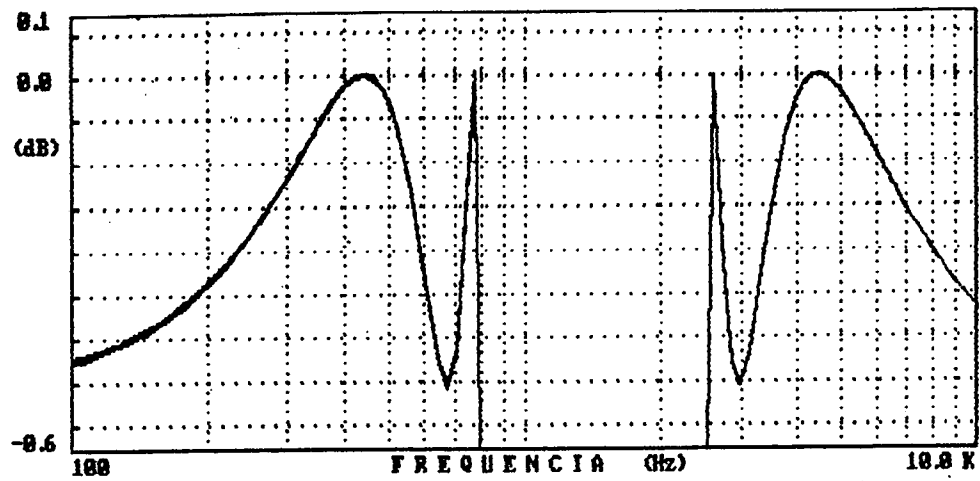


FIGURA 4.26 - Detalhe das bandas passantes do filtro projetado conforme Tabela 4.25. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.26 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, seqüência otimizada e escolha das redes com ordem de prioridades para CT-FD-SB.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z3	ACL	1.00	11.0	1.00	11.3	1.02	1.29	0.00	3.38	3.68
2	P2 Z2	ACE-2	1.10	3.48	2.26	7.75	1.00	10.7	11.0	0.00	1.00
3	P1 Z1	ACR-2	1.16	10.8	1.75	7.74	1.00	4.21	4.30	0.00	1.00
4	P4 Z4	ACR-2	1.00	4.07	1.64	1.00	1.20	3.17	3.54	0.00	1.24
FD = 62.41 dB			CT = 120.8				EMQ = 2.590x10 ⁻⁷				

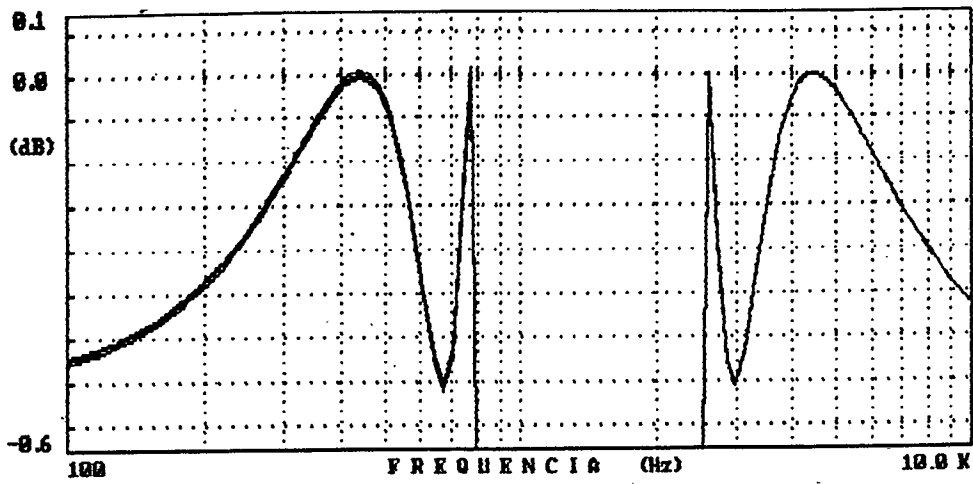


FIGURA 4.27 - Detalhe das bandas passantes do filtro projetado conforme Tabela 4.26. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.27 - Resultados do projeto realizado com pareamento feito pelo projetista, seqüência dada pelo projetista e escolha das redes feita pelo projetista.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z1	ACF	1.26	11.0	1.00	14.1	1.00	1.00	0.00	5.41	5.41
2	P4 Z3	ACF	1.00	3.13	2.70	5.60	1.31	1.00	0.00	7.58	7.58
3	P1 Z4	ACF	6.94	70.7	1.00	9.30	1.00	2.39	0.00	41.9	41.9
4	P2 Z2	ACF	6.59	23.5	1.00	2.91	1.00	1.07	0.00	39.9	39.9
FD = 70.20 dB			CT = 361.2				EMQ = 2.947×10 ⁻⁷				

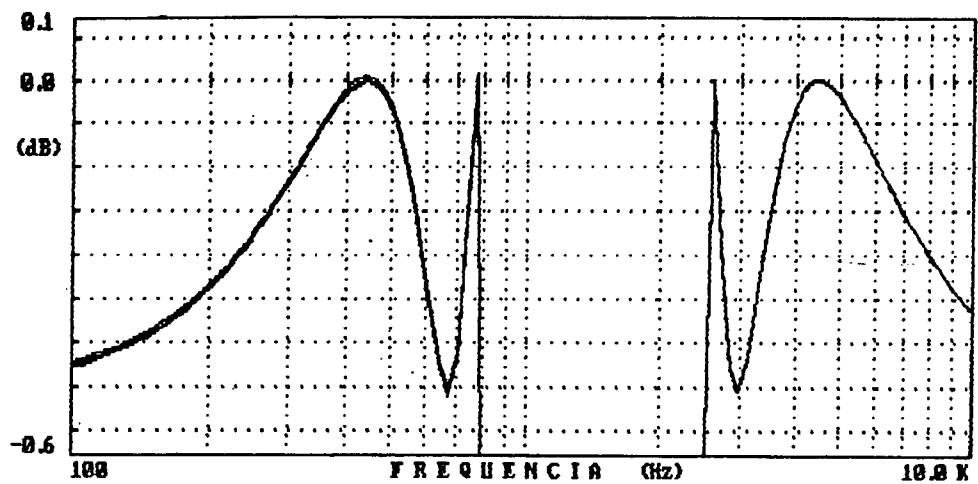


FIGURA 4.28 - Detalhe das bandas passantes do filtro projetado conforme Tabela 4.27. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.28 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, seqüência otimizada e escolha das redes feita pelo projetista.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z3	ACF	1.28	11.0	1.02	14.8	1.00	1.00	0.00	3.70	3.70
2	P2 Z2	ACF	7.15	23.5	1.10	3.48	1.00	1.00	0.00	33.9	33.9
3	P1 Z1	ACF	6.91	70.7	1.16	10.8	1.00	1.00	0.00	39.0	39.0
4	P4 Z4	ACF	1.50	2.38	1.00	4.07	1.00	1.24	0.00	10.7	10.7
FD = 62.41 dB			CT = 344.6				EMQ = 1.190x10 ⁻⁷				

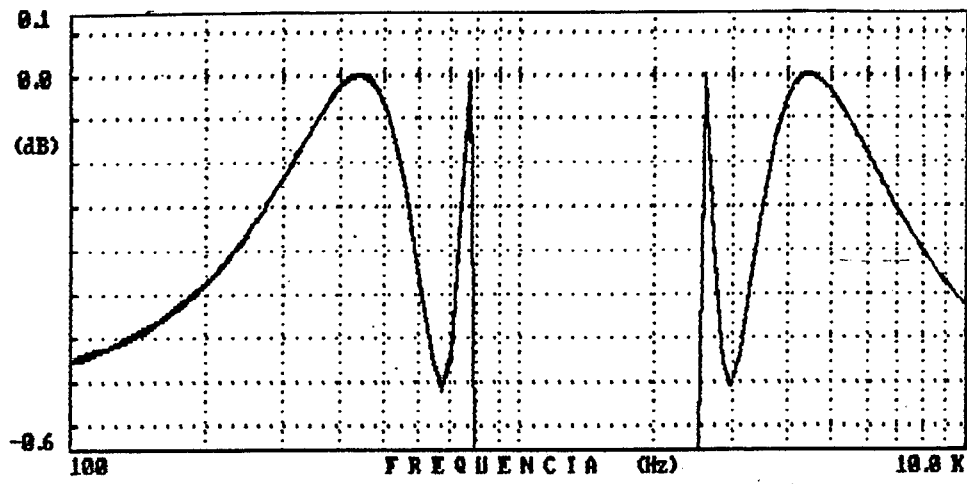


FIGURA 4.29 - Detalhe das bandas passantes do filtro projetado conforme Tabela 4.28. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.29 - Resultados do projeto realizado com pareamento otimizado, seqüência dada pelo projetista e escolha das redes com ordem de prioridades para FD-SB-CT.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z3	AUL	1.00	10.8	1.00	12.5	1.13	1.40	0.00	3.32	3.62
2	P4 Z4	ACR-2	1.00	2.91	1.37	1.16	1.00	3.04	3.40	0.00	1.02
3	P1 Z1	AUL	1.00	10.3	7.56	70.7	1.00	6.87	0.00	5.75	5.84
4	P2 Z2	AUL	1.00	4.15	9.02	23.5	1.00	10.3	0.00	6.77	7.05
FD = 74.92 dB			CT = 221.5				EMQ = 2.249x10 ⁻⁷				

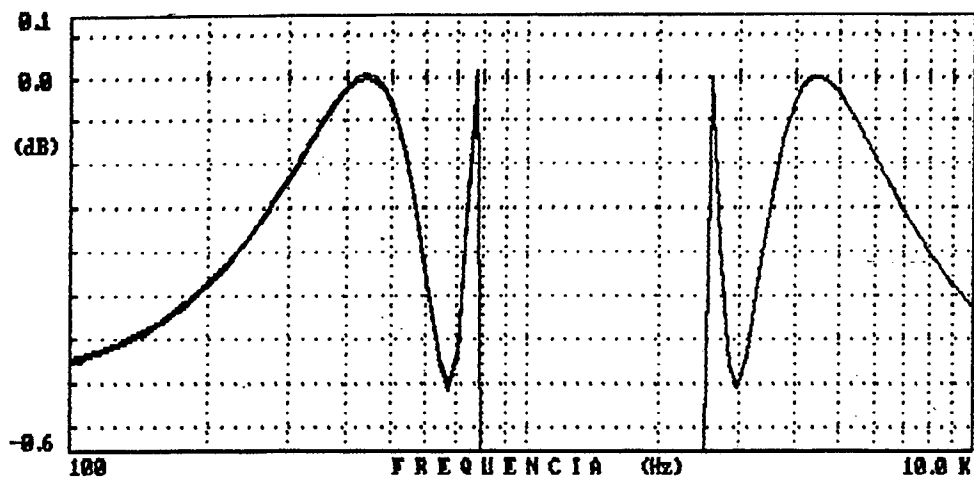


FIGURA 4.30 - Detalhe das bandas passantes do filtro projetado conforme Tabela 4.29. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.30 - Resultados do projeto realizado com pareamento feito pelo projetista, seqüência otimizada e escolha das redes com ordem de prioridades para FD-SB-CT.

Bloco	Pares	Redes	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
1	P3 Z1	AUL	1.00	10.1	1.00	13.5	1.22	1.59	0.00	4.52	4.92
2	P2 Z2	AUL	1.00	3.78	8.22	23.5	1.00	4.99	0.00	3.27	3.41
3	P1 Z4	AUL	1.00	10.1	7.46	70.7	1.00	7.81	0.00	2.55	2.59
4	P4 Z3	AUL	3.37	1.00	1.00	31.1	13.0	14.4	0.00	7.50	10.6
FD = 65.16 dB			CT = 272.2				EMQ = 9.694x10 ⁻⁶				

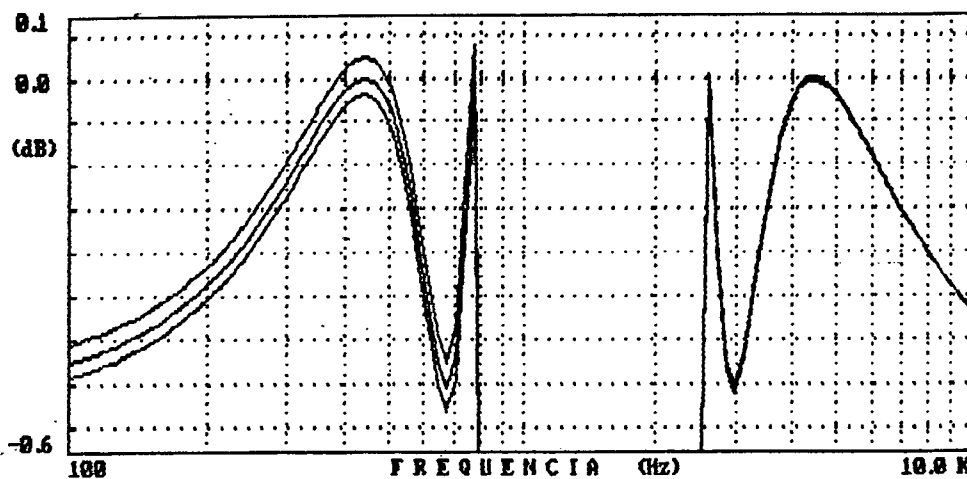


FIGURA 4.31 - Detalhe das bandas passantes do filtro projetado conforme Tabela 4.30. Variabilidade de 0,1%.

TABELA 4.31 - Resumo dos resultados obtidos.

PAR	SEQ	ESC. REDE	FD	CT	DISP	EMQ
otimizado	otimizada	FD-SB-CT	71.08	216.0	70.7	1.977×10^{-7}
otimizado	otimizada	SB-FD-CT	62.41	127.1	12.5	1.075×10^{-7}
otimizado	otimizada	CT-FD-SB	62.41	120.8	11.3	2.590×10^{-7}
projetista	projetista	projetista	70.20	361.2	70.7	2.947×10^{-7}
otimizado	otimizado	projetista	62.41	344.6	70.7	1.190×10^{-7}
otimizado	projetista	FD-SB-CT	74.92	221.5	70.7	2.249×10^{-7}
projetista	otimizada	FD-SB-CT	65.16	272.2	70.7	9.694×10^{-8}

4.3 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados vários exemplos de projetos utilizando a estratégia proposta. Através dos resultados obtidos, os quais são apresentados em tabelas e gráficos, verifica-se a eficiência da nova estratégia de projeto.

Os resultados obtidos atestam a validade da conjetura feita no início deste trabalho, a qual baseia-se na prioridade da otimização da faixa dinâmica em todos os passos de otimizações da estratégia, visando uma melhora tanto da faixa dinâmica quanto da dispersão de componentes e, conseqüentemente, uma redução da capacitância total e da sensibilidade da rede final.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentada uma nova estratégia para o projeto de filtros a capacitores chaveados por cascata de biquadráticas, a partir de um conjunto de especificações no domínio da frequência.

A estratégia de projeto foi dividida basicamente em três etapas de otimização, a saber, pareamento entre pólos e zeros para formar as biquadráticas, escolha da sequência destas na cascata para implementar a rede total e, finalmente, a escolha da estrutura biquadrática a capacitores chaveados para realizar cada função de segunda ordem.

A nova estratégia de projeto considera, para efeito de otimização, os parâmetros principais de um projeto de filtros a capacitores chaveados, os quais são a faixa dinâmica, a sensibilidade, a dispersão de capacitâncias e a capacitância total. Com base na conjectura de que a otimização da faixa dinâmica de um filtro na banda passante, leva a redes com reduzidos valores de dispersão de capacitâncias, capacitância total e variabilidade da resposta em frequência, além de garantir a aplicabilidade prática do filtro em termos de excursão de sinal de entrada, a estratégia privilegia a faixa dinâmica em relação a qualquer outro critério.

Com a finalidade de testar a nova estratégia, foram realizados vários projetos de filtros. Os resultados destes projetos foram apresentados através de gráficos e tabelas. Verificou-se uma redução da capacitância total, utilizando a estratégia proposta, de até 85% com relação a um projeto

convencional, além de melhorias na faixa dinâmica de até 68%. Estes resultados comprovam a eficácia da estratégia proposta para a grande maioria dos projetos de filtros a capacitores chaveados.

Com a experiência adquirida no desenvolvimento deste trabalho, surgiram diversas idéias interessantes as quais podem fazer parte de futuras pesquisas. A seguir serão relacionadas algumas dessas idéias.

Utilização de funções em z que não sejam bilinearmente transformadas. Isto pode levar eventualmente a uma redução da capacitância total para algumas aplicações.

Desenvolver uma estratégia para o projeto de estágios passa-tudo destinados à equalização de fase. Isto permitirá a síntese com especificação de magnitude e de atraso de grupo.

Pesquisar metodologias heurísticas para algumas etapas de projeto onde a busca da melhor solução ainda é feita de forma exaustiva ou semi-exaustiva. Este é o caso, por exemplo, da determinação da melhor ordenação das biquadráticas para maximizar a faixa dinâmica.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] HURST, P. J. & GLAD, T. J. & ILLGNER, J. J. & LANDSBURG, G. F. An analog front end for V.22bis modems. IEEE Journal Solid-State Circuits, E.U.A., 23(4):978-86, agosto 1988.

- [2] TAKLA, A. K. & HAQUE, Y. A. A single-chip 300 band FSK modem. IEEE Journal Solid-State Circuits, E.U.A., 19(6):846-54, dezembro 1984.

- [3] YAMAMOTO, K. & FUJII, S. & MATSUOKA, K. A single-chip FSK modem. IEEE Journal Solid-State Circuits, E.U.A., 19(6):855-61, dezembro 1984.

- [4] YEUNG, M. K. & CHEUNG, P. S. & ARULANANTHAM, R. A 5-V Front-End Chip for a Universal Voice-Band Modem. IEEE Journal of Solid-State Circuits, E.U.A., 25(6):1440-449, dezembro 1990.

- [5] LEVY, S. D. & HURST, P. J. & IU, P. & HUGGINS, J. M. & COLE, C. R. A single-chip 5-V 2400-b/s modem. IEEE Journal Solid-State Circuits, E.U.A., 25(3):632-43, junho 1990.

- [6] HASPESLAGH, J. J. J. & SANSEN, W. M. C. A total solution for a 9600-b/s modem transmitter chip. IEEE Journal Solid-State Circuits, E.U.A., 25(3):644-52, junho 1990.

- [7] NAKAYAMA, Kenji & KURAISHI, Ioshiaki Present and Future Applications of Switched-Capacitor Circuits. IEEE Circuits and Devices Magazine, E.U.A., (9):10-21, setembro 1987.

- [8] SOLOMON, C. W. Switched-Capacitor Filters: Precise, Compact, Inexpensive. IEEE Spectrum Magazine, E.U.A., 25(6):28-32, junho 1988.

- [9] DATAR, Rajendra B. & SEDRA, Adel S. Exact Design of Strays-Insensitive Switched-Capacitor Ladder Filters. IEEE Transactions on Circuits and Systems, E.U.A., 30(12):888-97, dezembro 1983.

- [10] NAIR, David G. & SEDRA, Adel S. Auto-SC, an Automated Switched-Capacitor Ladder Filter Design Program. IEEE Circuits and Devices Magazine, E.U.A., 4(2):5-8, março 1988.

- [11] NAGARAJ, K. A Parasitic-Insensitive Area-Efficient Approach to Realizing Very Large Time Constants in Switched-Capacitor Circuits. IEEE Transactions on Circuits and Systems, E.U.A., 36(9):1210-216, setembro 1989.

- [12] XUEXIANG, Cai & SÁNCHEZ-SINENCIO, Edgar & GEIGER, Randall L. Pole-zero pairing strategies for cascaded switched-capacitor filters. IEE Proceedings, E.U.A., Pt.G 134(4):199-204, agosto 1987.

- [13] ZHOU, Zhong-Xuan Narrow-Band Switched-Capacitor Filters with Reduced Total Capacitance. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS, 1984, p.794-97.

- [14] FISCHER, G. & MOSCHYTZ, G.S. High-Q SC Biquad with a Minimum Capacitor Spread. Electronics Letters, E.U.A., 18(25):1087-088, dezembro 1982.
- [15] SÁNCHEZ-SINENCIO, Edgar & ALLEN, Philip E. & ISMAIL, A. W. Tarek & KLINKOVSKY, Edward Switched-Capacitor Filters with Partial Positive Feedback. AEÜ, Stuttgart, 38(5):331-39, setembro 1984.
- [16] SÁNCHEZ-SINENCIO, Edgar & GEIGER, Randall L. & MARTÍNEZ, José S. Tradeoffs between Passive Sensitivity, Output Voltage Swing, and Total Capacitance in Biquadratic SC Filters. IEEE Transactions on Circuits and Systems, E.U.A., 31(11):984-87, novembro 1984.
- [17] HUANG, Qiuting & SANSEN, Willy Design Techniques for Improved Capacitor Area Efficiency in Switched-Capacitor Biquads. IEEE Transactions on Circuits and Systems, E.U.A., 34(12):1590-98, dezembro 1987.
- [18] GREGORIAN, Roubik & NICHOLSON JR, William E. A Switched-Capacitor High-Pass Filter. IEEE Transactions on Circuits and Systems, E.U.A., 27(3):226-29, março 1980.
- [19] KATO, Kyoko & TAKEBE, Tsuyoshi High Q Switched-Capacitor All-Pass Networks with Low Sensitivities. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS, 1982, p.447-49.

- [20] BERMUDEZ, José Carlos M. & BHATTACHARYYA, B.B. Optimisation of parasitic insensitive switched capacitor biquads. IEE Proceedings, E.U.A., Pt.G.134(6):265-75, dezembro 1987.

- [21] LUEDER, Ernest A Decomposition of a Transfer Function Minimizing Distortion and Inband Losses. The Bell System Technical Journal, E.U.A., 455-69, março 1970.

- [22] MOSCHYTZ, George S. Linear Integrated Networks Desing. New York, Van Nostrand Reinhold Company, 1975. 694 pp.

- [23] FLEISCHER, P. E. & LAKER, K. R. A Family of Active Switched Capacitor Biquad Building Blocks. The Bell System Technical Journal, E.U.A., 58(10):2235-269, dezembro 1979.

- [24] GHAUSI, M. S. & LAKER, K. R. Modern Filter Design: Active RC and Switched Capacitor, E.U.A., Prentice-Hall, 1981. 546 pp.

- [25] BERMUDEZ, José Carlos M. & BHATTACHARYYA, B. B. A Systematic Procedure for Generation and Design of Parasitic Insensitive SC Biquads. IEEE Transactions on Circuits and Systems, E.U.A., 32(8):767-83, agosto 1985.

- [26] FLEISCHER, Paul E. & LAKER, Kenneth R. & MARSH, Douglas G. & BALLANTYNE, James P. & YANNOULOS, Aris A. & FRASER JR, Donald L. An NMOS Analog Building Block for Telecommunication Applications. IEEE Transactions on Circuits and Systems, E.U.A., 27(6):552-59, junho 1980.

- [27] GREGORIAN, Roubik & TEMES, Gabor C. Analog MOS Integrated Circuits for Signal Processing, E.U.A., John Wiley & Sons, 1986. 598 pp.

- [28] LUEDER, Ernest Optimization of the Dynamic Range and the Noise Distance of RC-Active Filters by Dynamic Programming. Circuit Theory and Applications, E.U.A., 3(6):365-70, junho 1975.

- [29] XUEXIANG, Cai & SÁNCHEZ-SINENCIO, Edgar & GEIGER, Randall L. Pole-Zero Pairing Strategy for Area and Sensitivity Reduction in Cascade SC Filters. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS, 1986, p. 609-11.

- [30] BERMUDEZ, José Carlos M. & MONTORO, Carlos G. A integração de Circuitos a Capacitores Chaveados em Tecnologia CMOS Digital. In: III CONGRESSO DA SOCIEDADE BRASILEIRA DE MICROELETRÔNICA, São Paulo, SBT, 1988, p.265-72.

- [31] MONTORO, Carlos G. & BERMUDEZ, José Carlos M. Switched Capacitor Circuits Fully Compatible with Digital Si-Gate Single Poly Technology. In: 31st MIDWEST SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS, Missouri, agosto 1988, p.1-3.

- [32] BERMUDEZ, José Carlos M. & SCHNEIDER, Márcio C. & ARAÚJO, Celso J. F. Análise da Distorção Harmônica Devido aos Capacitores em uma Rede Biquadrática a Capacitores Chaveados. In: V CONGRESSO DA SOCIEDADE BRASILEIRA DE MICROELETRÔNICA, Campinas, 1990. p. 164-73.

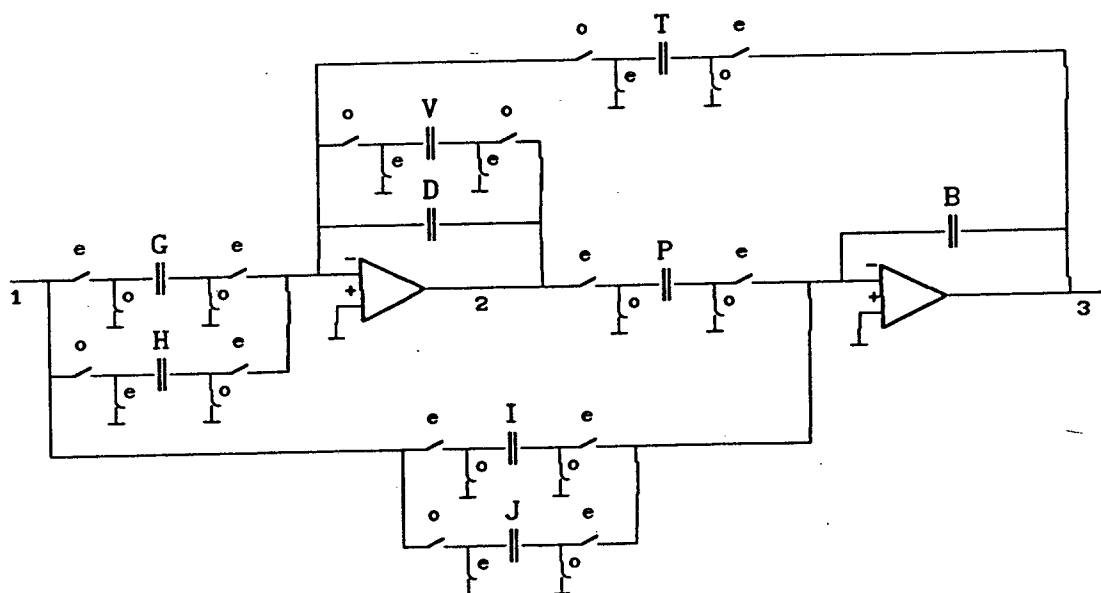
- [33] BRGLEZ, F. An approach to Analysis and Design of Switched Capacitor Filters: The NT/BNR Experience. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS, Newport, E.U.A., p.72-75, 1983.
- [34] SÁNCHEZ-SINENCIO, Edgar & RAMÍREZ-ANGULO, Jaime AROMA : An Area Optimized CAD Program for Cascade SC Filter Design. IEEE Transactions on Computer-Aided Design, E.U.A., 4(3):296-303, julho 1985.
- [35] LENZI, Elói E. & BERMUDEZ, José Carlos M. BIQNET Um Programa para Projeto e Otimização de Filtros a Capacitores Chaveados. In : VI CONGRESSO DA SOCIEDADE BRASILEIRA DE MICROELETRÔNICA, Belo Horizonte, SBMICRO/UFGM, 1991, p.149-58.

APÊNDICE 1

BIBLIOTECA DE ESTRUTURAS BIQUADRÁTICAS E SUAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA

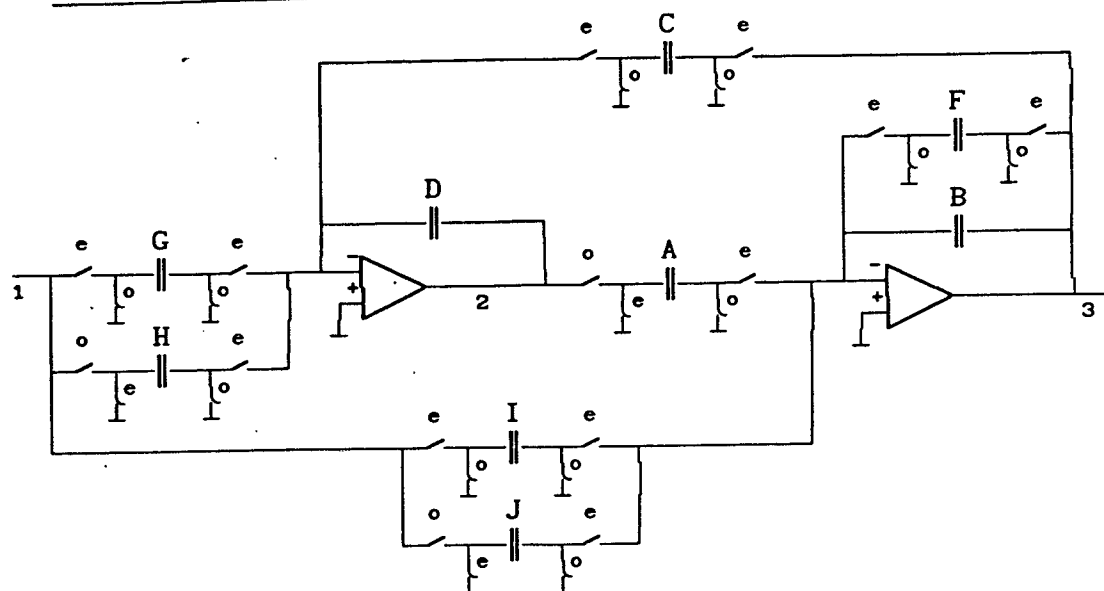
As funções de transferência são todas normalizadas para $B=D=1$.

1. REDE PTV



$$\frac{V_3^e}{V_1^e} = \frac{(1+V)(PG-I) + Z^{-1}[J(1+V)+I-PH(1+V)] + Z^{-2}(-J)}{(1+V) + Z^{-1}(PT-V-2) + Z^{-2}}$$

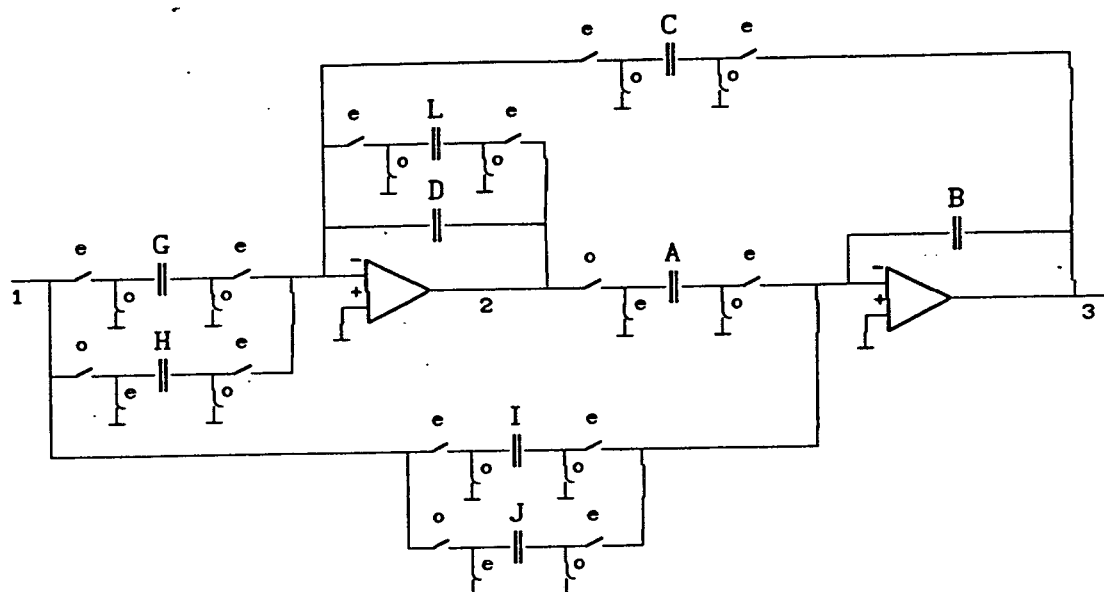
2. REDE ACF E ACF/2



$$\frac{V_3^e}{V_1^e} = \frac{-I + Z^{-1}(J+I-AG) + Z^{-2}(AH-J)}{(1+F) + Z^{-1}(AC-F-2) + Z^{-2}}$$

$$\frac{V_2^e}{V_1^e} = \frac{[IC-(1+F)G] + Z^{-1}[G+H(1+F)-JC] + Z^{-2}(-H)}{(1+F) + Z^{-1}(AC-F-2) + Z^{-2}}$$

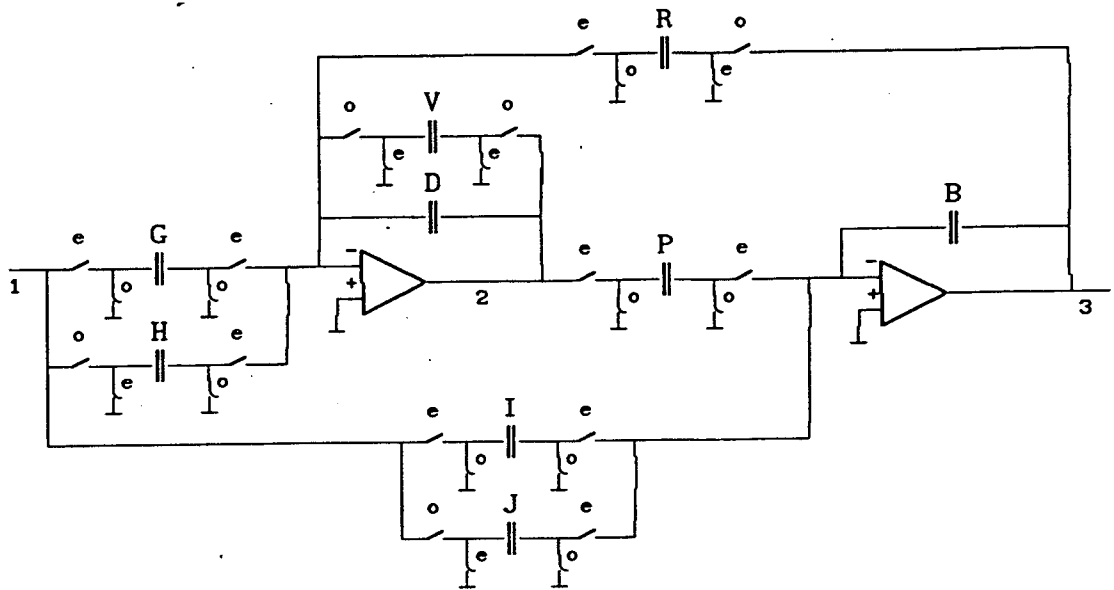
3. REDE ACL E ACL/2



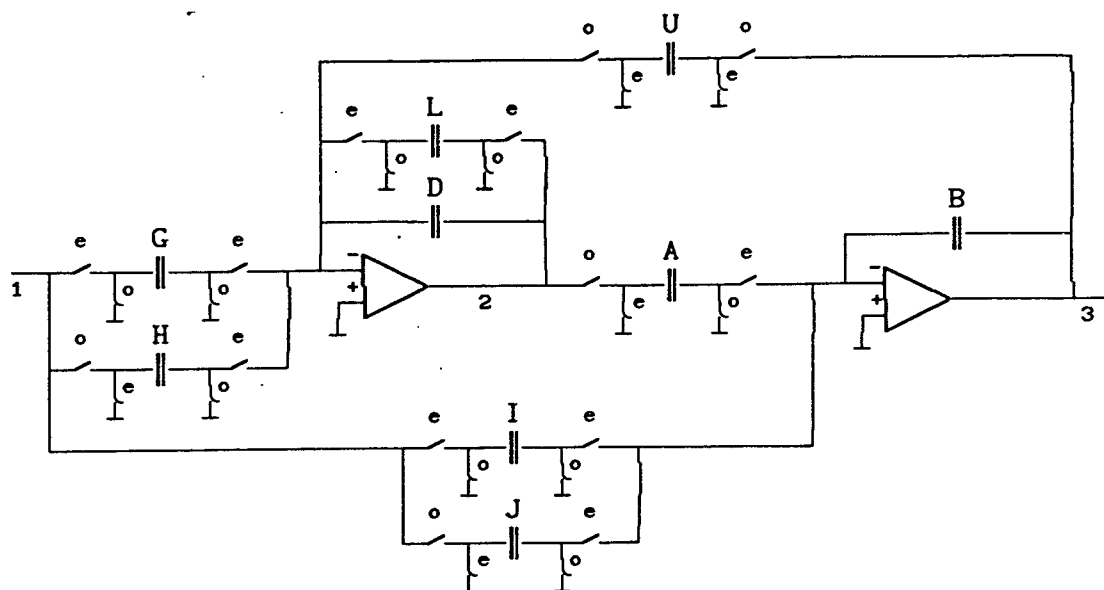
$$\frac{V_3^e}{V_1^e} = \frac{-I(1+L) + Z^{-1}[J(1+L)+I-AG] + Z^{-2}(AH-J)}{(1+L) + Z^{-1}(AC-L-2) + Z^{-2}}$$

$$\frac{V_2^e}{V_1^e} = \frac{(IC-G) + Z^{-1}(G+H-JC) + Z^{-2}(-H)}{(1+L) + Z^{-1}(AC-L-2) + Z^{-2}}$$

4. REDE PRV

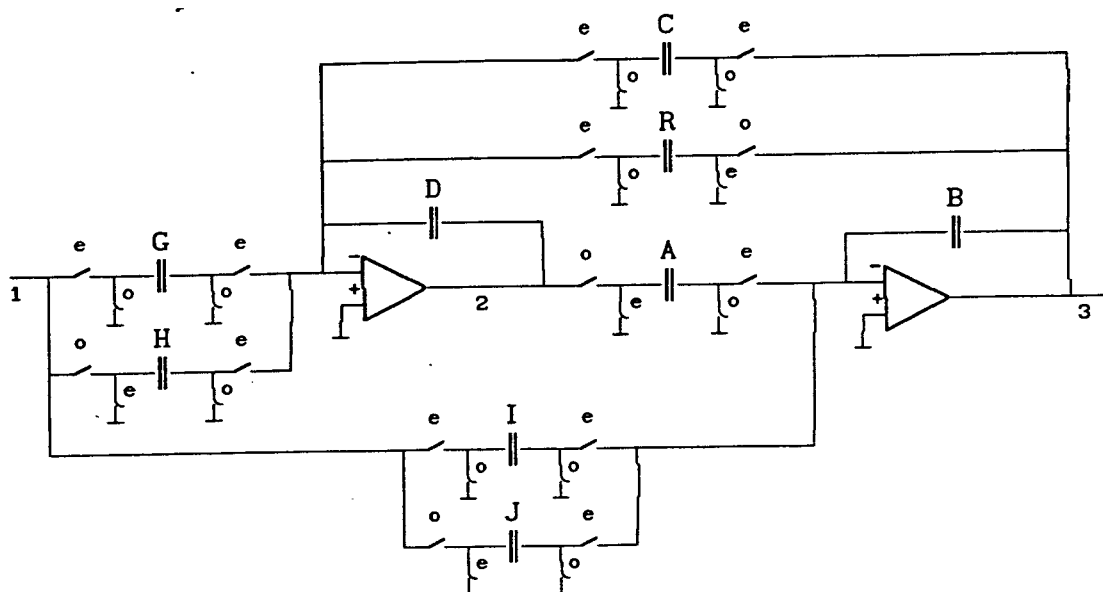


$$\frac{V_3^e}{V_1^e} = \frac{(1+V)(PG-I) + Z^{-1}[J(1+V)+I-PH(1+V)] + Z^{-2}(-J)}{(1+V) + Z^{-1}(PR(1+V)-V-2) + Z^{-2}}$$

5. REDE AUL

$$\frac{V_3^e}{V_1^e} = \frac{-I(1+L) + Z^{-1}[J(1+L)+I-AG] + Z^{-2}(AH-J)}{(1+L) + Z^{-1}[AU(1+L)-L-2] + Z^{-2}}$$

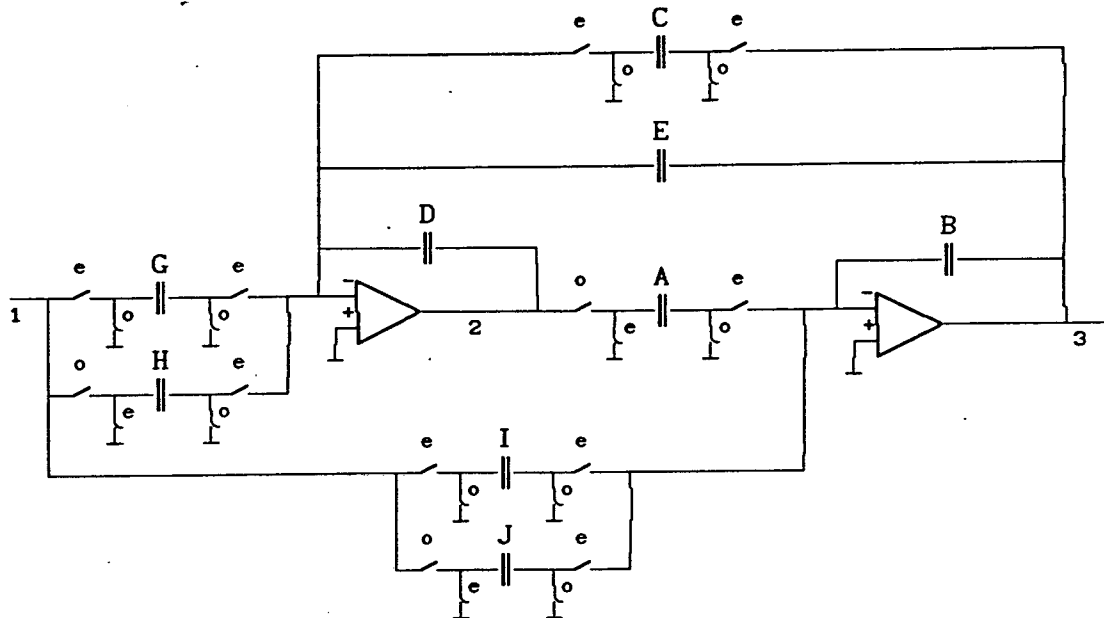
6. REDE ACR E ACR/2



$$\frac{V_3^e}{V_1^e} = \frac{-I + Z^{-1}(J+I-AG) + Z^{-2}(AH-J)}{1 + Z^{-1}(AC-2) + Z^{-2}(1-AR)}$$

$$\frac{V_2^e}{V_1^e} = \frac{(IC-G) + Z^{-1}(G+H-JC-IR) + Z^{-2}(JR-H)}{1 + Z^{-1}(AC-2) + Z^{-2}(1-AR)}$$

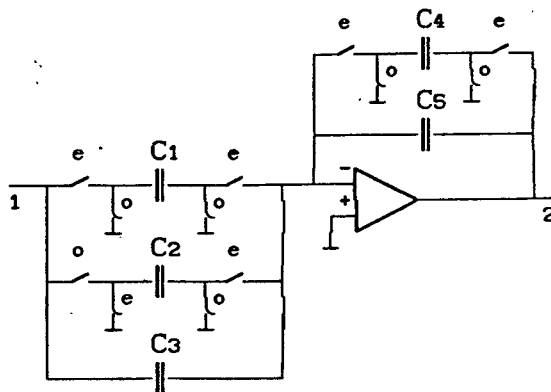
7. REDE ACE E ACE/2



$$\frac{V_3^e}{V_1^e} = \frac{-I + Z^{-1}(J+I-AG) + Z^{-2}(AH-J)}{1 + Z^{-1}(AE+AC-2) + Z^{-2}(1-AE)}$$

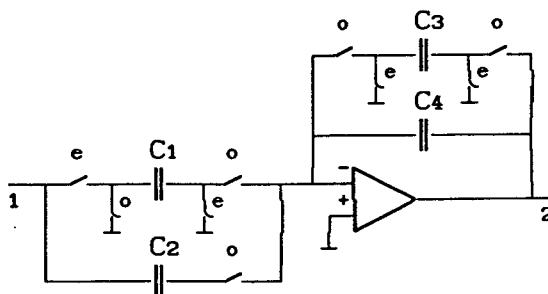
$$\frac{V_2^e}{V_1^e} = \frac{[I(E+C)-G] + Z^{-1}[G+H-J(E+C)-IE] + Z^{-2}(JE-H)}{1 + Z^{-1}(AE+AC-2) + Z^{-2}(1-AE)}$$

8. REDE DE PRIMEIRA ORDEM PARA FUNÇÃO PASSA-ALTAS



$$\frac{V_2^e}{V_1^e} = - \frac{(C_1 + C_3) - Z^{-1}(C_2 + C_3)}{(1 + C_4) - Z^{-1}} \quad ; \text{ para } C_5=1$$

9. REDE DE PRIMEIRA ORDEM PARA FUNÇÃO PASSA-BAIXAS



$$\frac{V_2^o}{V_1^e} = Z^{-1/2} \frac{(C_1 - C_2) - Z^{-1}C_2}{(1 + C_3) - Z^{-1}} \quad ; \text{ para } C_4=1$$

A P Ê N D I C E 2

TABELAS DE SENSIBILIDADE DOS COEFICIENTES DAS BIQUADRÁTICAS EM "s" EM RELAÇÃO AOS CAPACITORES DAS ESTRUTURAS BIQUADRÁTICAS A CAPACITORES CHAVEADOS.

1. SENSIBILIDADE DOS COEFICIENTES DO NUMERADOR

Considerando um numerador geral no domínio z , como:

$$N(z) = \hat{\gamma} + \hat{\epsilon} z^{-1} + \hat{\delta} z^{-2} \quad (A2.1)$$

e normalizando em relação a $\hat{\gamma}$, obtém-se:

$$N(z) = \hat{\gamma} (1 + \epsilon z^{-1} + \delta z^{-2}) \quad (A2.2)$$

Através da transformação bilinear inversa, obtém-se:

$$N(s) = k \left[(1-\epsilon+\delta) s^2 + \frac{4(1-\delta)}{T} s + \frac{4(1+\epsilon+\delta)}{T^2} \right] \quad (A2.3)$$

comparando-se (A2.3) com o numerador geral no domínio s

$$N(s) = k [a_2 s^2 + a_1 s + a_0] \quad (A2.4)$$

chega-se às seguintes relações:

$$a_2 = (1-\epsilon+\delta) ; \quad a_1 T = 4(1-\delta) ; \quad a_0 T^2 = 4(1+\epsilon+\delta) ; \quad (A2.5)$$

Para obter-se a sensibilidade desses coeficientes (a_2, a_1, a_0), em relação aos capacitores (x) do numerador em z (A2.2), tem-se que:

$$\begin{aligned} S_{x}^{a_2} &= S_{\epsilon}^{a_2} S_x^{\epsilon} + S_{\delta}^{a_2} S_x^{\delta} \\ S_{x}^{a_1 T} &= S_{\epsilon}^{a_1 T} S_x^{\epsilon} + S_{\delta}^{a_1 T} S_x^{\delta} \\ S_{x}^{a_0 T^2} &= S_{\epsilon}^{a_0 T^2} S_x^{\epsilon} + S_{\delta}^{a_0 T^2} S_x^{\delta} \end{aligned} \quad (A2.6)$$

Sendo que:

$$S_{\epsilon, \delta}^{a_2, a_1 T, a_0 T^2} = F \frac{da}{dF} ; \quad S_x^{\epsilon, \delta} = \frac{x}{F} \frac{dF}{dx} \quad (A2.7)$$

As doze redes são divididas em sete grupos, conforme o tipo de numerador:

Grupo 1	ACF - ACE - ACR
Grupo 2	PTV - PRV
Grupo 3	ACL - AUL
Grupo 4	ACL/2
Grupo 5	ACF/2
Grupo 6	ACR/2
Grupo 7	ACE/2

Como a sensibilidade em questão refere-se aos coeficientes do numerador, esta vai depender do tipo de filtro projetado. As tabelas das equações das sensibilidades são apresentadas abaixo, classificadas conforme o grupo de redes e o tipo de filtro.

1.1 - GRUPO 1

1.1.1.- SENSIBILIDADES PARA O FILTRO PASSA-FAIXA

<div>sens cap.</div>	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{a0T^2}$
A	-4	8	0
G	-2	0	8
H	-2	8	-8
I	2	-4	0
J	2	-4	0

1.1.2 - SENSIBILIDADES PARA OS FILTROS PASSA-BAIXAS E NOTCH

<div>sens cap.</div>	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{a0T^2}$
A	$\frac{-(2\delta+\epsilon)}{\delta}$	0	$\frac{4(2\delta+\epsilon)}{\delta}$
G	$\frac{-(2\delta+\epsilon)}{\delta}$	0	$\frac{4(2\delta+\epsilon)}{\delta}$
H	0	0	0
I	$\frac{\epsilon}{\delta}$	4	$\frac{-4(2\delta+\epsilon)}{\delta}$
J	2	-4	0

1.1.3 - SENSIBILIDADES PARA O FILTRO PASSA-ALTAS

cap. \ sens	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{aoT^2}$
A	0	0	0
G	0	0	0
H	0	0	0
I	-2	4	0
J	2	-4	0

1.2 - GRUPO 2

1.2.1 - SENSIBILIDADES PARA O FILTRO PASSA-FAIXA

cap. \ sens	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{aoT^2}$
P	$\frac{-2\delta(\beta-\delta)}{\beta}$	$\frac{4\delta(\beta-\delta)}{\beta}$	0
V	$-2\delta(1-\beta)$	$4\delta(1-\beta)$	0
G	$\frac{-(1+2\delta)(\beta-\delta)}{\beta}$	$\frac{4\delta(\beta-\delta)}{\beta}$	$\frac{4(\beta-\delta)}{\beta}$
H	$\frac{(\beta-\delta)}{\beta}$	0	$\frac{-4(\beta-\delta)}{\beta}$
I	$\frac{\delta(\beta-2\delta-1)}{\beta}$	$\frac{4\delta^2}{\beta}$	$\frac{-4\delta(\beta-1)}{\beta}$
J	$\frac{\delta(1+\beta)}{\beta}$	-4δ	$\frac{4\delta(\beta-1)}{\beta}$

**1.2.2 - SENSIBILIDADES PARA OS FILTROS PASSA-BAIXAS,
PASSA-ALTAS E NOTCH**

cap. \ sens	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{aoT^2}$
P	$-(\epsilon+\beta+\delta/\beta)$	0	$4(\epsilon+\beta+\delta/\beta)$
V	$(\delta+\beta)(\beta-1)$	$-4\delta(\beta-1)$	$4(\delta-\beta)(\beta-1)$
G	0	0	0
H	$-(\epsilon+\beta+\delta/\beta)$	0	$4(\epsilon+\beta+\delta/\beta)$
I	$\epsilon+\beta-\delta$	4δ	$-4(\epsilon+\beta+\delta)$
J	$\delta+\delta/\beta$	-4δ	$4(\delta-\delta/\beta)$

1.3 - GRUPO 3

1.3.1 - SENSIBILIDADES PARA O FILTRO PASSA-FAIXA

cap. \ sens	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{aoT^2}$
A	$-2(1+\beta)$	$4(1+\beta)$	0
L	$2(1-\beta)$	$-4(1-\beta)$	0
G	$-(1+\beta)$	0	$4(1+\beta)$
H	$-(1+\beta)$	$4(1+\beta)$	$-4(1+\beta)$
I	β	0	-4β
J	$(1+\beta)$	-4β	$-4(1-\beta)$

1.3.2 - SENSIBILIDADES PARA OS FILTROS PASSA-BAIXAS,
PASSA-ALTAS E NOTCH

<div>sens cap. /</div>	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{aoT^2}$
A	$-(\epsilon+\beta+1/\beta)$	0	$4(\epsilon+\beta+1/\beta)$
L	$(1-\beta)(\epsilon-1+1/\beta)$	$4(1-\beta)$	$-4(1-\beta)(\epsilon+1+1/\beta)$
G	$-(\epsilon+\beta+1/\beta)$	0	$4(\epsilon+\beta+1/\beta)$
H	0	0	0
I	$(\epsilon+\beta)$	0	$-4(\epsilon+\beta)$
J	$(1+1/\beta)$	-4	$4(1-1/\beta)$

1.4 - GRUPO 4

1.4.1 - SENSIBILIDADES PARA O FILTRO PASSA-FAIXA

<div>sens cap. /</div>	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{aoT^2}$
C	$-2\delta(1-\delta)$	$4\delta(1-\delta)$	0
G	$-2\delta^2$	$4\delta^2$	0
H	2δ	-4δ	0
I	$-(1-\delta)(1+2\delta)$	$4\delta(1-\delta)$	$4(1-\delta)$
J	$(1-\delta)$	0	$-4(1-\delta)$

1.4.2 - SENSIBILIDADES PARA OS FILTROS PASSA-BAIXAS E NOTCH

cap. \ sens	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{aoT^2}$
C	$\frac{-(2\delta+\epsilon)}{\delta}$	0	$\frac{4(2\delta+\epsilon)}{\delta}$
G	$\frac{\epsilon}{\delta}$	4	$\frac{-4(2\delta+\epsilon)}{\delta}$
H	2	-4	0
I	0	0	0
J	$\frac{-(2\delta+\epsilon)}{\delta}$	0	$\frac{4(2\delta+\epsilon)}{\delta}$

1.4.3 - SENSIBILIDADES PARA O FILTRO PASSA-ALTAS

cap. \ sens	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{aoT^2}$
C	0	0	0
G	-2	4	0
H	2	-4	0
I	0	0	0
J	0	0	0

1.5 - GRUPO 5

1.5.1 - SENSIBILIDADES PARA O FILTRO PASSA-FAIXA

<div><div>cap.</div><div>sens</div></div>	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{aoT^2}$
C	$\frac{-2\delta(\beta-\delta)}{\beta}$	$\frac{4\delta(\beta-\delta)}{\beta}$	0
F	$\frac{-2\delta^2(1-\beta)}{\beta}$	$\frac{-4\delta^2(1-\beta)}{\beta}$	0
G	$\frac{-\delta(1+2\delta-\beta)}{\beta}$	$\frac{4\delta^2}{\beta}$	$\frac{4\delta(1-\beta)}{\beta}$
H	$\frac{\delta(1+\beta)}{\beta}$	-4δ	$\frac{-4\delta(1-\beta)}{\beta}$
I	$\frac{-(1+2\delta)(\beta-\delta)}{\beta}$	$\frac{4\delta(\beta-\delta)}{\beta}$	$\frac{4(\beta-\delta)}{\beta}$
J	$\frac{(\beta-\delta)}{\beta}$	0	$\frac{-4(\beta-\delta)}{\beta}$

1.5.2 - SENSIBILIDADES PARA OS FILTROS PASSA-BAIXAS,
PASSA-ALTAS E NOTCH

<div><div>cap.</div><div>sens</div></div>	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{aoT^2}$
C	$-(\epsilon+\beta+\delta/\beta)$	0	$4(\epsilon+\beta+\delta/\beta)$
F	$(1-\beta)(\epsilon-\delta+\delta/\beta)$	$4\delta(1-\beta)$	$-4(1-\beta)(\epsilon+\delta+\delta/\beta)$
G	$(\epsilon+\beta-\delta)$	4δ	$-4(\epsilon+\beta+\delta)$
H	$\frac{\delta(1+\beta)}{\beta}$	-4δ	$\frac{-4\delta(1-\beta)}{\beta}$
I	0	0	0
J	$-(\epsilon+\beta+\delta/\beta)$	0	$4(\epsilon+\beta+\delta/\beta)$

1.6 - GRUPO 6

1.6.1.- SENSIBILIDADES PARA O FILTRO PASSA-FAIXA

cap. \ sens	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{aoT^2}$
C	$\frac{-2\delta(1-\delta)(2+\alpha)}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{4\delta(1-\delta)(2+\alpha)}{1+\alpha+\beta}$	0
R	$\frac{2(1-\delta)(1-\beta)}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{-4(1-\delta)(1-\beta)}{1+\alpha+\beta}$	0
G	$\frac{2\delta[1-\beta-\delta(2+\alpha)]}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{-4\delta[1-\beta-\delta(2+\alpha)]}{1+\alpha+\beta}$	0
H	$\frac{-2[1-\beta-\delta(2+\alpha)]}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{4[1-\beta-\delta(2+\alpha)]}{1+\alpha+\beta}$	0
I	$\frac{-(1-\delta)[2\delta(2+\alpha)+1+\alpha+\beta]}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{4\delta(1-\delta)(2+\alpha)}{1+\alpha+\beta}$	$4(1-\delta)$
J	$\frac{2(1-\delta)(1-\beta)}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{-4(1-\delta)(1-\beta)}{1+\alpha+\beta}$	$-4(1-\delta)$

1.6.2 - SENSIBILIDADES PARA OS FILTROS PASSA-BAIXAS E NOTCH

cap. \ sens	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{aoT^2}$
C	$\frac{-(2+\alpha)(1+\epsilon+\delta)}{1+\alpha+\beta}$	0	$\frac{4(2+\alpha)(1+\epsilon+\delta)}{1+\alpha+\beta}$
R	$\frac{-(1-\beta)(1+\epsilon+\delta)}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{4(1-\beta)(1+\epsilon+\delta)}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{-4(1-\beta)(1+\epsilon+\delta)}{1+\alpha+\beta}$
G	$1+\epsilon-\delta$	4δ	$-4(1+\epsilon+\delta)$
H	$\frac{2\delta(1+\alpha+\beta)+2(1-\beta)(1+\epsilon+\delta)}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{-4\delta(1+\alpha+\beta)-4(1-\beta)(1+\epsilon+\delta)}{1+\alpha+\beta}$	0
I	0	0	0
J	$\frac{-(3+\alpha-\beta)(1+\epsilon+\delta)}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{4(1-\beta)(1+\epsilon+\delta)}{1+\alpha+\beta}$	$4(1+\epsilon+\delta)$

1.6.3 - SENSIBILIDADES PARA O FILTRO PASSA-ALTAS

<div>cap. \ sens</div>	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{aoT^2}$
C	0	0	0
R	0	0	0
G	-2	4	0
H	2	-4	0
I	0	0	0
J	0	0	0

1.7 - GRUPO 7

1.7.1 - SENSIBILIDADES PARA O FILTRO PASSA-FAIXA

<div>cap. \ sens</div>	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{aoT^2}$
C	$-2\delta(1-\delta)$	$4\delta(1-\delta)$	0
E	$\frac{2(1-\beta)(1-\delta)^2}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{-4(1-\beta)(1-\delta)^2}{1+\alpha+\beta}$	0
G	$\frac{2\delta[1-\beta-\delta(2+\alpha)]}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{-4\delta[1-\beta-\delta(2+\alpha)]}{1+\alpha+\beta}$	0
H	$\frac{-2[1-\beta-\delta(2+\alpha)]}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{4[1-\beta-\delta(2+\alpha)]}{1+\alpha+\beta}$	0
I	$\frac{-(1-\delta)[2\delta(2+\alpha)+1+\alpha+\beta]}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{4\delta(1-\delta)(2+\alpha)}{1+\alpha+\beta}$	$4(1-\delta)$
J	$\frac{2(1-\delta)(1-\beta)}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{-4(1-\delta)(1-\beta)}{1+\alpha+\beta}$	$-4(1-\delta)$

1.7.2 - SENSIBILIDADES PARA OS FILTROS PASSA-BAIXAS E NOTCH

<div><div>cap.</div><div>sens</div></div>	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{aoT^2}$
C	$-(1+\epsilon+\delta)$	0	$4(1+\epsilon+\delta)$
E	$\frac{-2(1-\beta)(1+\epsilon+\delta)}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{4(1-\beta)(1+\epsilon+\delta)}{1+\alpha+\beta}$	0
G	$1+\epsilon-\delta$	4δ	$-4(1+\epsilon+\delta)$
H	$\frac{2\delta(1+\alpha+\beta)+2(1-\beta)(1+\epsilon+\delta)}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{-4\delta(1+\alpha+\beta)-4(1-\beta)(1+\epsilon+\delta)}{1+\alpha+\beta}$	0
I	0	0	0
J	$\frac{-(3+\alpha-\beta)(1+\epsilon+\delta)}{1+\alpha+\beta}$	$\frac{4(1-\beta)(1+\epsilon+\delta)}{1+\alpha+\beta}$	$4(1+\epsilon+\delta)$

1.7.3 - SENSIBILIDADES PARA O FILTRO PASSA-ALTAS

<div><div>cap.</div><div>sens</div></div>	S_x^{a2}	S_x^{a1T}	$S_x^{aoT^2}$
C	0	0	0
E	0	0	0
G	-2	4	0
H	2	-4	0
I	0	0	0
J	0	0	0

2. SENSIBILIDADES DOS COEFICIENTES DO DENOMINADOR

As sensibilidades dos coeficientes do denominador são determinadas considerando-se as características dos pólos no domínio s [25] e para o polinômio do denominador escrito na forma

$$D(s) = s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2$$

(A2.8)

As onze redes da biblioteca são divididas em quatro subclasses, conforme o tipo do denominador da função em z. Assim as tabelas das sensibilidades em relação aos capacitores do denominador são formadas como se segue abaixo:

2.1 - SUBCLASSE A (PTV, ACL, ACL/2, ACF, ACF/2)

R E D E S			S U B C L A S S E A	
PTV	ACL	ACF	$S_x^{\omega_0^T}$	S_x^Q
P	A	A	$1/2 \left[1 + \left(\frac{\omega_0^T}{2} \right)^2 \right]$	$1/2 \left[1 - \left(\frac{\omega_0^T}{2} \right)^2 \right]$
T	C	C	$1/2 \left[1 + \left(\frac{\omega_0^T}{2} \right)^2 \right]$	$1/2 \left[1 - \left(\frac{\omega_0^T}{2} \right)^2 \right]$
V	L	F	$-1/2 \left(\frac{\omega_b^T}{2} \right)$	$-1/2 \left[2 - \left(\frac{\omega_b^T}{2} \right) \right]$

2.2 - SUBCLASSE B (PRV, AUL)

R E D E S			S U B C L A S S E B	
PRV	AUL		$S_x^{\omega_o T}$	S_x^Q
P	A		$1/2 \left[1 + \left(\frac{\omega_o T}{2} \right)^2 \right]$	$1/2 \left[1 - \left(\frac{\omega_o T}{2} \right)^2 \right]$
R	U		$1/2 \left[1 + \left(\frac{\omega_o T}{2} \right)^2 \right]$	$1/2 \left[1 - \left(\frac{\omega_o T}{2} \right)^2 \right]$
V	L		$\frac{\omega_b T}{4} \left[\frac{1 - \frac{\omega_b T}{2} + \left(\frac{\omega_o T}{2} \right)^2}{1 + \frac{\omega_b T}{2} + \left(\frac{\omega_o T}{2} \right)^2} \right]$	$-1 + \frac{\omega_b T}{4} \left[\frac{3 + \frac{\omega_b T}{2} - \left(\frac{\omega_o T}{2} \right)^2}{1 + \frac{\omega_b T}{2} + \left(\frac{\omega_o T}{2} \right)^2} \right]$

2.3 - SUBCLASSE C (ACR, ACR/2)

R E D E S			S U B C L A S S E C	
ACR			$S_x^{\omega_o T}$	S_x^Q
A			$1/2 \left[1 + \frac{\omega_b T}{2} + \left(\frac{\omega_o T}{2} \right)^2 \right]$	$-1/2 \left[1 + \frac{\omega_b T}{2} + \left(\frac{\omega_o T}{2} \right)^2 \right]$
C			$1/2 \left\{ 1 + \left(\frac{\omega_o T}{2} \right)^2 + \frac{\omega_b T}{4} \left[1 + \frac{1}{\left(\frac{\omega_o T}{2} \right)^2} \right] \right\}$	$1/2 \left\{ 1 - \left(\frac{\omega_o T}{2} \right)^2 - \frac{\omega_b T}{4} \left[1 - \frac{1}{\left(\frac{\omega_o T}{2} \right)^2} \right] \right\}$
R			$\frac{\omega_b T}{8} \left[1 - \frac{1}{\left(\frac{\omega_o T}{2} \right)^2} \right]$	$-1 - \frac{\omega_b T}{8} \left[1 + \frac{1}{\left(\frac{\omega_o T}{2} \right)^2} \right]$

2.4 - SUBCLASSE D. (ACE, ACE/2)

R E D E S			S U B C L A S S E D	
ACE			$S_x^{\omega_o^T}$	S_x^Q
A			$1/2 \left[1 + \frac{\omega_b^T}{2} + \left(\frac{\omega_o^T}{2} \right)^2 \right]$	$-1/2 \left[1 + \frac{\omega_b^T}{2} + \left(\frac{\omega_o^T}{2} \right)^2 \right]$
C			$1/2 \left[1 + \left(\frac{\omega_o^T}{2} \right)^2 \right]$	$1/2 \left[1 - \left(\frac{\omega_o^T}{2} \right)^2 \right]$
E			$\frac{\omega_b^T}{4}$	$-1 - \frac{\omega_b^T}{4}$

A P Ê N D I C E 3

EQUAÇÕES DE CONSERVAÇÃO DE CARGA PARA OS SETE TIPOS DE CHAVEAMENTOS

UTILIZADOS NESTE TRABALHO

Na tabela abaixo são apresentadas as expressões da carga injetada no nó I (terra virtual do amplificador operacional) nas duas fases do "clock" e para os diversos chaveamentos. A segunda coluna da tabela refere-se a um sinal de tensão constante nas duas fases ("sample-and-hold").

	$V^o \neq Z^{-1/2} V^e$		$V^o = Z^{-1/2} V^e$	
REDE	FASE "e"	FASE "o"	FASE "e"	FASE "o"
1. 	$C(V^e)$	0	$C(V^e)$	0
2. 	0	$C(-Z^{-1/2}V^e)$	0	$C(-Z^{-1/2}V^e)$
3. 	$C(-Z^{-1/2}V^o)$	0	$C(-Z^{-1}V^e)$	0
4. 	0	$C(V^o)$	0	$C(Z^{-1/2}V^e)$
5. 	$C(V^e - Z^{-1/2}V^o)$	$C(V^o - Z^{-1/2}V^e)$	$C(1 - Z^{-1})V^e$	0
6. 	$C(V_a^e - Z^{-1/2}V_b^o)$	0	$C(V_a^e - Z^{-1}V_b^e)$	0
7. 	0	$C(V_b^o - Z^{-1/2}V_a^e)$	0	$C(V_b^e - V_a^e)Z^{-1/2}$